Н. М. ИЗЮМОВ



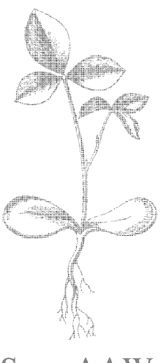
ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 585

Н. М. ИЗЮМОВ

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ







ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1965 ЛЕНИНГРАД

УДК 621.396.622
И132

Брошюра знакомит радиолюбителей с назначением преобразователей частоты в супергетеродинных приемниках с принципами преобразования частоты, со способами осуществления сопряженной настройки, а также со схемами и физическими процессами работы преобразования высоких и сверхвысоких частот на электровакуумных и полупроводниковых приборах.

Рассчитана на подготовленных радиолюбителей и должна помочь им разрабатывать и ремонтировать преобразовательные блоки приемников.

ПРЕДИСЛОВИЕ АВТОРА

Подавляющее большинство радиовещательных и профессиональных приемников (ламповых и полупроводниковых) относится к классу супергетеродинов. Характерная особенность этих приемников состоит в преобразовании частоты.

Независимо от того, ведется ли прием длинноволновой, средневолновой или коротковолновой радиостанции, их частоты преобразуются всегда в одну и ту же промежуточную частоту, которая определяется постоянной настройкой дальнейших усилительных каскадов. Именно благодаря этому свойству можно создать высококачественный приемник с широким диапазоном волн — от длинных до коротких.

Процесс образования промежуточной частоты осуществляется в результате взаимодействия колебаний сигнала с «местным» колебанием, которое создается маломощным генератором (гетеродином), входящим в состав приемника. Взаимодействие обоих колебаний происходит в приборе с переменным параметром (например, в электронной лампе или полупроводниковом приборе с изменяемой крутизной). Образование промежуточной частоты в этом приборе с одновременным подавлением колебаний других частот, но с сохранением передаваемого сообщения представляет собой довольно сложный физический процесс.

При конструировании супергетеродинного приемника ответственными задачами нужно считать осуществление перестроек колебательных систем принимаемой частоты и частоты гетеродина при помощи одной ручки («сопряженная» настройка на две неравные частоты) с сохране-

нием при этих перестройках необходимой разницы частот и необходимого значения амплитуды местного колебания.

Проблема преобразования частоты явилась предметом рассмотрения в трудах многих ученых. Теоретический материал, проверенный тщательными экспериментами, был дан в монографии Л. Б. Слепяна, относившейся к тридцатым годам. В те же годы опубликованы замечательные работы В. И. Сифорова, содержавшие общую методику исследования преобразователей частоты. После войны вышла в свет книга Л. С. Гуткина, в которой подробно рассматривались принципы преобразования колебаний сверхвысоких частот Особенности разработки преобразователей частоты для профессиональных приемников высокого класса явились предметом ценных монографий А. А Савельева Нельзя сказать, что и к настоящему времени изучены все стороны проблемы преобразования частоты, в особенности с использованием полупроводниковых приборов. Статьи, посвященные этому вопросу, появляются и в наши дни на страницах специальных журналов.

Учитывая существенную роль преобразователя частоты в супергетеродине, автор и издательство сочли необходимым выпустить специальную брошюру на эту тему. Разумеется, теория преобразования частоты излагается здесь преимущественно путем описания физических процессов и свойств с ограниченным применением элементарной математики. Но тема дополняется практическими сведениями о схемах и деталях преобразователей частоты, встречающихся в радиослушательской и радиолюбительской приемной аппаратуре.

Н. Изюмов

СОДЕРЖАНИЕ

ПРИНЦИПЫ СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО ПРИЕМА

1. ПРЕИМУЩЕСТВА СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО МЕТОДА

Приемник, в котором сигнал усиливается сначала на частоте приходящих радиоволн, а затем после детектирования — на звуковых частотах (или на видеочастотах при телевизионном приеме), называется приемником прямого усиления. Структурная схема такого приемника (рис. 1) содержит присоединяемые к антенне входные цепи, усилительные каскады высокой частоты, детекторный каскад и каскады усиления колебаний низкой частоты, завершаемые выходным каскадом. Выходной каскад может работать на громкоговоритель или группу громкоговорителей, а в видеотрактах телевизионных приемников — на устройство «модуляции» луча в кинескопе.

Для приема разных радиостанций перестройке подвергаются колебательные контуры входных цепей и усилительных каскадов высокой частоты. (Настраиваемые каскады отмечены наклонными стрелками на рис. 1.) Настройка является сопряженной — с помощью единого блока одинаковых конденсаторов переменной емкости и путем одновременной смены катушек при переходе в другой поддиапазон. Такое сопряжение не очень сложно в конструктивном выполнении, так как частоты всех контуров одинаковы во всех положениях роторов конденсаторного блока.

Но эта простота настройки влечет за собой и основной недостаток самого принципа радиоприема с прямым усилением — *невозможность получения в широком диапазоне частот нужной полосы пропускания при контурах нормальной добротности.* Поясним это на реальном примере.

Допустим, что имеется возможность выполнить приемник прямого усиления с тремя резонансными контурами (вход и два каскада резонансного усиления). Положим, что каждый контур имеет эквивалентную добротность $Q_э = 80$. Построив резонансную кривую для одного контура и возведя каждую ее ординату в третью степень,

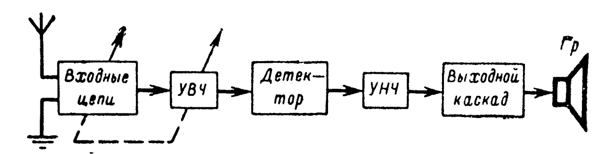


Рис. 1. Структурная схема приемника прямого усиления.

получим общую резонансную характеристику приемника (рис. 2).

Масштаб верхней строки на горизонтальной оси нанесен для частоты сигнала $f_0 = 1$ *Мгц*, т. е. для длины вол-

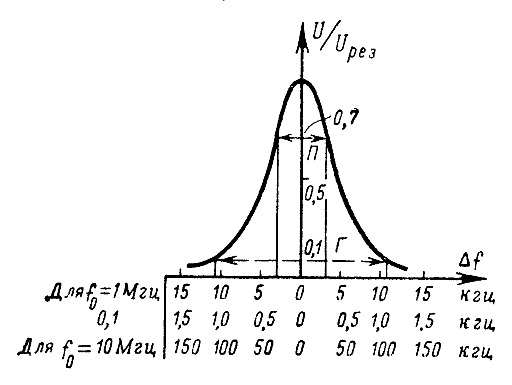


Рис. 2. Резонансная характеристика трехконтурнй системы.

ны $\lambda = 300$ *м*, лежащей в диапазоне средних волн. Полоса пропускания *П*, условно отсчитываемая между ординатами $1/\sqrt{2} \approx 0{,}7$, составляет на этой частоте около 6 *кгц*. Для приема радиотелефонных станций с амплитудной модуляцией значение $П = 6$ *кгц* близко к нормальному. Полоса же частот *Г* (полоса помех), в которой мо-

жет оказаться ощутимым воздействие помех (отсчитываемая условно, например, между ординатами 0,1), окажется приблизительно равной 22 *кгц*. Следовательно, *относительная избирательность* приемника, характеризующаяся отношением полосы пропускания к полосе помех *П/Г*, окажется приблизительно равной 0,26, или 26%. Такая относительная избирательность может быть признана только лишь приемлемой, так как в современных приемниках достигается избирательность 50% и выше. Итак, на средних волнах при нормальной добротности контуров полоса пропускания близка к необходимому и достаточному значению для радиотелефонного приема с амплитудной модуляцией; избирательность же даже при двух каскадах резонансного усиления оказывается невысокой.

Теперь предположим, что подобный приемник (с тремя резонансными контурами при добротности каждого контура $Q_э = 80$) мы переключили на длинноволновый диапазон и настроили на частоту $f_0 = 0{,}1$ *Мгц* ($\lambda = 3\,000$ *м*). Резонансной характеристике близ этой частоты будет соответствовать масштаб горизонтальной оси, изменившийся в 10 раз и показанный на второй строке рисунка. Тогда полоса пропускания тоже уменьшится в 10 раз и составит $П = 0{,}6$ *кгц*, а относительная избирательность останется прежней ($П/Г \approx 0{,}26$). Вполне очевидно, что при столь узкой полосе пропускания радиотелефонный прием станет невозможным вследствие больших искажений. Значит, на длинных волнах принцип радиоприема с прямым усилением не дает возможности получить необходимую полосу пропускания, а потому оказывается неудовлетворительным. Можно было бы снизить добротность контуров, тем самым расширяя полосу пропускания, но это отразилось бы неблагоприятно на величине усиления, т. е. понизило бы чувствительность приемника.

Наконец, вообразим, что подобный приемник переключен в диапазон коротких волн и настроен на частоту $f_0 = 10$ *Мгц* ($\lambda = 30$ *м*). При прежнем числе контуров и той же их добротности полоса пропускания окажется $П \approx 60$ *кгц* (это видно из третьей строки масштаба на рисунке). Такая полоса явно избыточна для радиотелефонного приема с амплитудной модуляцией. Конечно, при избыточной полосе сигнал искажаться не будет, но зато возрастет полоса помех ($Г \approx 220$ *кгц*), т. е. ухудшится оцениваемая шириной этой полосы *абсолютная избиратель-*

ность (при прежнем значении относительной избирательности 26%). Следовательно, на коротких волнах принцип радиоприема с прямым усилением не позволяет добиться защиты от помех, а потому также оказывается неудовлетворительным. В прежние годы уменьшение полосы пропускания в подобных приемниках достигалось введением обратной связи (регенеративные приемники). Од-

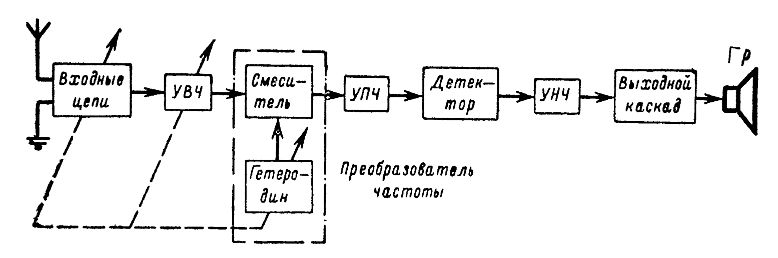


Рис. 3. Структурная схема супергетеродинного приемника

нако такие приемники вряд ли могли называться радиослушательскими, так как управление ими (настройка с одновременной регулировкой обратной связи) существенно осложнялось и требовало известной виртуозности.

В настоящее время принцип прямого усиления применяется значительно реже, — преимущественно в простейших малогабаритных приемниках прямого усиления на транзисторах в диапазоне средних волн (и изредка в наиболее дешевых телевизионных приемниках).

Заданную полосу пропускания с контурами нормальной добротности можно получить на любых принимаемых волнах только *путем преобразования частоты* в приемнике, т. е. применяя принцип супергетеродинного приема. Основная задача при этом заключается в *выборе такой промежуточной частоты, чтобы при нормальной добротности контуров получалась заданная полоса пропускания.*

Структурная схема простейшего супергетеродина (рис. 3) характерна тем, что здесь сигнал усиливается уже не в двух, а в трех областях частот: на частоте принимаемого сигнала, на определенной для данного приемника промежуточной частоте и (после детектирования) в спектре звуковых частот (или видеочастот). В соответствии с этим структурная схема содержит входные цепи,

усилительные каскады принимаемого сигнала высокой частоты, преобразователь частоты, усилительные каскады промежуточной частоты, детектор и усилитель низкочастотных сигналов с выходным каскадом. Преобразователь частоты состоит в свою очередь из местного генератора колебаний (гетеродина) и прибора с переменным параметром, который подвергается совместному воздействию колебаний сигнала и гетеродина, а потому называется (весьма неудачно) смесителем.

Перестройке в супергетеродинном приемнике подвергаются входные цепи, усилитель на частоте принимаемого сигнала и гетеродин преобразователя.

Входные цепи и каскады усиления на частоте принимаемого сигнала в супергетеродине не имеют принципиальных отличий от таких же элементов приемника прямого усиления Возможно выполнение супергетеродина и без каскадов усиления высокой частоты, хотя такой приемник характеризовался бы невысокими показателями. Детектор и низкочастотный усилитель в супергетеродине также вполне сходны по назначению и устройству с аналогичными каскадами приемника прямого усиления.

Усилитель промежуточной частоты хотя и не имеет аналога в приемнике прямого усиления, но по существу это тоже усилитель высокой частоты.

Учитывая недостатки приемников прямого усиления, связанные с невозможностью получения требуемой полосы пропускания в некоторых диапазонах, выбирается и значение промежуточной частоты. Так, для радиовещательного приема при амплитудной модуляции требуемая полоса пропускания (примерно 8—9 *кгц*) вполне осуществима на частоте около 465 *кгц* при контурах нормальной добротности ($Q = 80—120$). Вместе с тем, частота 465 *кгц* лежит в участке, не предназначенном для радиовещания, т. е. прямые помехи из антенны в тракт промежуточной частоты менее вероятны. Гораздо реже выбирают промежуточную частоту около 110 *кгц*, искусственно расширяя полосу пропускания фильтров по сравнению с полосой одиночных контуров, или частоту 1 600 *кгц*, на которой желателен выбор контуров повышенной добротности.

Для приема радиовещания с частотной модуляцией на УКВ требуется полоса пропускания приблизитеьно 200 *кгц*. Естественно, что в таком случае промежуточную частоту выбирают значительно более высокой — напри-

мер 8,4 *Мгц* (что соответствует длине волны $\lambda \approx 36$ *м*). Телевизионные приемники должны обладать полосой пропускания примерно в 6 *Мгц*, а потому для них (в случаях супергетеродинной схемы) промежуточная частота обычно берется в диапазоне метровых волн и во всяком случае не менее 15—20 *Мгц*.

Каскады промежуточной частоты (т. е. смесительный каскад, в котором промежуточная частота создается и фильтруется, а также последующие каскады усиления на этой частоте) перестройкам не подвергаются. Иначе говоря, колебательные системы промежуточной частоты имеют фиксированную настройку.

Таковы общие сведения или, точнее сказать, напоминание о смысле разработки супергетеродинной схемы приемника. Изобретение этой схемы относится к двадцатым годам, но в соревновании с приемником прямого усиления эта схема завоевала первенство лишь в тридцатых годах на основе применения усовершенствованных ламп и фильтров.

В настоящее время первенство супергетеродина совершенно бесспорно Нужно добавить, что принципиальная особенность супергетеродина — преобразование частоты — наряду с возможностью получения необходимой ширины полосы на любом диапазоне принимаемых волн позволяет реализовать еще следующие весьма существенные преимущества.

1. Усиление в трех областях частот и, в особенности, возможность значительного усиления при добротных контурах на промежуточной частоте позволяет добиться *высокой чувствительности.*

2. Постоянная настройка каскадов промежуточной частоты допускает применение в них различных видов полосовых фильтров (электрических и даже электромеханических) и позволяет добиться *высокой относительной избирательности.*

3. На промежуточной частоте происходит основное усиление сигнала, а потому при перестройках и при смене поддиапазонов *чувствительность приемника остается почти постоянной.*

4. Наконец, после большого усиления на промежуточной частоте амплитуды сигнала на входе детектора оказываются достаточными для приведения в действие автоматических устройств, вроде регулятора усиления,

электронно-светового индикатора настройки, устройства автоподстройки и др.

Нельзя, разумеется, утверждать, что супергетеродин вовсе не имеет недостатков. Во-первых, как мы уже отметили, схема его и физические процессы в нем гораздо сложнее, чем в приемнике прямого усиления; из этого вытекает и бо̀льшая сложность наладки и ремонта. Кроме того, супергетеродину свойственны некоторые специфические виды помех, отсутствующие в приемнике прямого усиления; об этих помехах мы расскажем ниже, при описании процессов преобразования частоты.

2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Каскад супергетеродинного приемника, предназначенный для создания колебаний промежуточной частоты и называемый условно «смесителем», подвергается воздействию двух управляющих колебаний высокой частоты: напряжения сигнала и напряжения, создаваемого гетеродином. Часто̀ты этих двух колебаний отличаются друг от друга, причем их разница при данной частоте сигнала определяется выбором частоты гетеродина.

При сложении двух колебаний с разными частотами возникает результирующее колебание с периодически изменяющейся амплитудой, как показано на рис. 4. Амплитуда результирующего колебания изменяется периодически, и этот процесс изменения амплитуд называется в физике процессом биений, а прохождение амплитуды через минимальное значение можно назвать «перебоем». Причина биений очень проста: при совпадении обоих колебаний по фазе результирующая амплитуда равна сумме их амплитуд, что соответствует максимуму результата; но затем вследствие разницы периодов двух колебаний соотношение их фаз постепенно изменяется, а в тот момент, когда разница фаз достигает 180°, результирующая амплитуда становится равной разности их амплитуд, что соответствует «перебою».

Для того чтобы читатель усвоил на простейшей модели смену соотношения фаз, рекомендуется сложить вместе две гребенки с немного различной «густотой» зубцов и посмотреть сквозь них на свет. При «синфазности» зубцов между ними будут просветы, при «противофазности» просветы окажутся закрытыми.

Еще полнее читатель сможет усвоить процесс биений, если он вычертит от руки на клетчатой бумаге две синусоиды, имеющие периоды 4 и 3 *см* и амплитуды 3 и 2,5 *см*, и произведет графическое сложение мгновенных значений этих синусоид на протяжении 36 *см*.

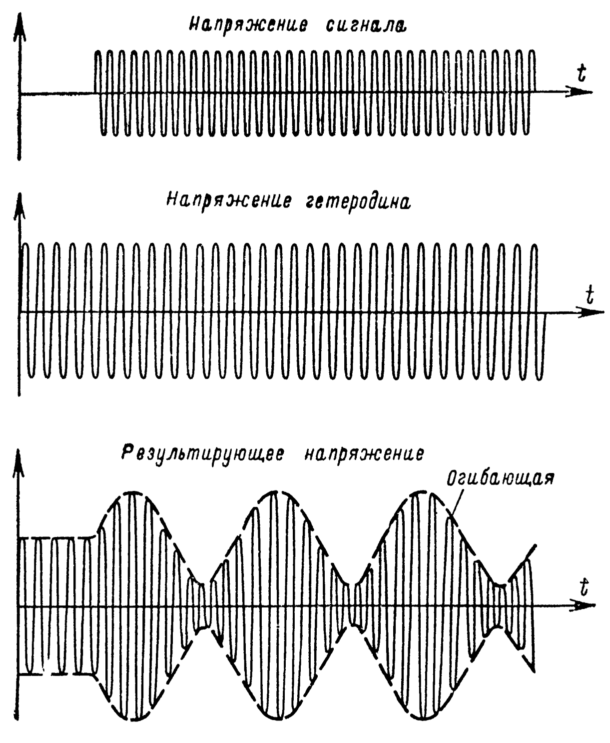


Рис. 4. Сложение двух колебаний с неравными частотами.

Итак, взаимодействие двух колебаний с разными частотами характеризуется процессом биений, который наглядно иллюстрируется пунктирной огибающей кривой на рис. 4 (нижний график). Поскольку максимум этой огибающей равен сумме амплитуд напряжений (или токов) сигнала и гетеродина, а минимум — разности этих амплитуд, постольку при заданной амплитуде колебаний гетеродина размахи огибающей увеличились бы, если

бы увеличилась амплитуда колебаний сигнала. Это справедливо при условии, что амплитуда «гетеродинирующего» колебания больше амплитуды колебания сигнала, как это и бывает обычно: ведь выбор «гетеродинирующей» амплитуды зависит от конструктора приемника.

Теперь решим вопрос о частоте биений, т. е. о частоте огибающей пунктирной кривой на рис. 4. Для того чтобы упростить исследование, положим, что частота f_1 одного из взаимодействующих колебаний и частота f_2 второго колебания относительно мало отличаются друг от друга

$$\Delta f = f_2 - f_1 \ll f_1$$

и

$$\Delta f = f_2 - f_1 \ll f_2.$$

Иначе говоря, частота f результирующего колебания имеет среднее значение между f_1 и f_2, относительно мало отличающееся от f_1 и f_2, как это и изображалось на рисунке.

Подсчитаем, сколько периодов колебания частоты f_1 должно совершиться, чтобы произошел полный цикл изменения фазовых соотношений колебаний сигнала и гетеродина, т. е. один период огибающей кривой. За один период высокой частоты «набегает» фазовый сдвиг

$$\Delta\varphi = \Delta T 2\pi f_1,$$

где

$$\Delta T = T_1 - T_2 = \frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2}$$

есть разница периодов обоих колебаний.

Для того чтобы сдвиг фаз составил 2π, необходимо число периодов сигнала

$$N = \frac{2\pi}{\Delta\varphi} = \frac{2\pi}{2\pi f_1 \Delta T} = \frac{1}{f_1\left(\frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2}\right)} =$$

$$= \frac{1}{1 - f_1/f_2} = \frac{f_2}{f_2 - f_1} \approx \frac{f}{f_2 - f_1}.$$

Иначе говоря, частота огибающей кривой $F_б$ (частота биений) в N раз ниже, чем средняя частота f. Отсюда

$$F_б = \frac{f}{N} = f_2 - f_1.$$

Мы получили вывод, исключительно важный для процесса преобразования: частота биений равна разности час-

тот слагаемых колебаний. Чем больше разность частот, тем выше частота биений. Так, например, если частота сигнала равна 2 *Мгц*, а частота гетеродина 2,465 *Мгц*, то частота биений окажется 465 *кгц*.

Наконец, считая, что огибающая кривая биений (с известным приближением) может быть принята за синусоиду, мы обобщим наши выводы *уравнением этой огибающей*

$$U_m = U_{гm} + U_{сm} \sin 2\pi (f_2 - f_1); \qquad (1)$$

здесь, в этом уравнении, представлен постоянный уровень (амплитуды гетеродина $U_{гm}$) и синусоидальные изменения уровня под действием сигнала (в пределах от суммы до разности обеих амплитуд при изменении величины синуса от +1 до —1).

Но огибающая кривая биений — это лишь геометрическое место, а не физически существующее колебание. Сумма двух колебаний не содержит и не создает какого-либо нового колебания, если суммирование происходит в линейной цепи. Для супергетеродинного же приема, как сказано выше, необходимо получить колебание новой (промежуточной) частоты. *И в качестве такой новой частоты используют частоту биений, т. е. разностную между частотами сигнала и гетеродина.*

Как же превратить «геометрическое место» в реальный физический процесс? Эта задача решается в «смесителе», который представляет собой *прибор с переменным параметром, дополняемый фильтрующей системой промежуточной частоты.* Простейшим прибором подобного типа служит диод, крутизна характеристики (параметр) которого изменяется в зависимости от приложенного напряжения.

На рис. 5 показана идеализированная характеристика диода, имеющая определенную крутизну в области положительных анодных напряжений и нулевую крутизну (отсутствие тока) в области отрицательных напряжений. *Прибор, обладающий непостоянством крутизны, называется нелинейным прибором.*

При воздействии на такой диод суммарного колебания сигнала и гетеродина в его анодной цепи создаются только положительные импульсы тока, т. е. происходит обычное амплитудное детектирование. «Сглаживая» эти импульсы, т. е. отводя с помощью фильтра токи частот сигнала и гетеродина, можно выделить ток среднего

уровня, в котором частота биений становится физической реальностью, как частота пульсаций среднего уровня (рис. 5). Считая, что процесс амплитудного детектирования достаточно известен читателю, ограничимся пока изложенным понятием о работе смесителя. В качестве фильтра разностной частоты можно представить себе

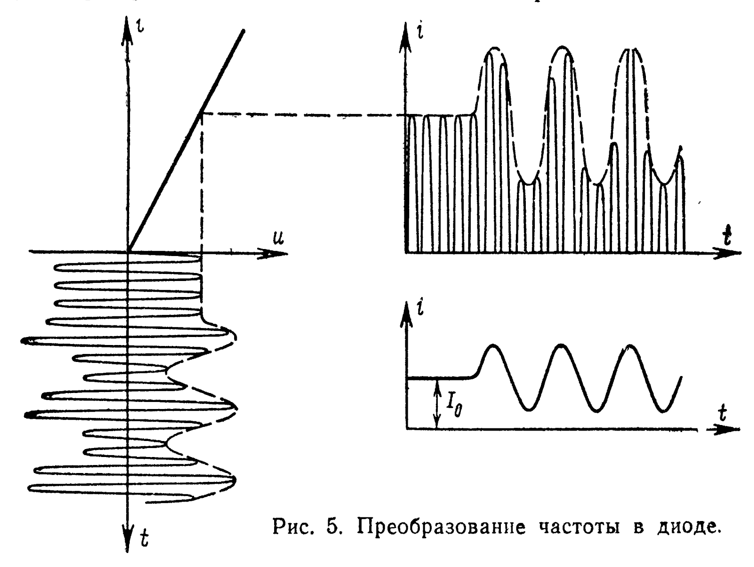


Рис. 5. Преобразование частоты в диоде.

колебательный контур, настроенный на фиксированную промежуточную частоту. Именно тогда, *когда разность частот сигнала и гетеродина равна этой промежуточной частоте, колебание пропускается фильтром в дальнейшие каскады.* Становится понятной и необходимость перестройки гетеродина при приеме разных станций (разных частот): нужно, чтобы на каждой настройке разность частот сигнала и гетеродина равнялась частоте фильтра в смесителе. Разумеется, при отсутствии сигнала не существует и колебание разностной частоты.

Итак, еще раз напомним, что в состав преобразователя частоты должны входить, кроме источника сигнала, гетеродин и смеситель, а последний в свою очередь состоит из нелинейного прибора и фильтра промежуточной частоты Название «смеситель» неудачно в том смысле, что в этом приборе происходит не простое «смешивание»

двух колебаний, а преобразование частотного спектра, т. е. создание колебательного процесса с новой частотой

Предположим теперь, что значение промежуточной частоты нам задано. Обозначим его $f_{пр}$. Частоту биений мы должны сделать равной этому заданному значению $F_б = f_2 - f_1 = f_{пр}$. Если частота f_c принимаемой станции тоже задана, то мы сможем выполнить поставленное требование подбором частоты гетеродина $f_г$. Но в наших предыдущих объяснениях в формуле (1) разность $f_2 - f_1$ была *абсолютным значением разности между большей и меньшей частотами.* Если частота гетеродина меньше частоты сигнала, то справедливо написать

$$F_б = f_c - f_г;$$

если же частота гетеродина больше частоты сигнала, то

$$F_б = f_г - f_c.$$

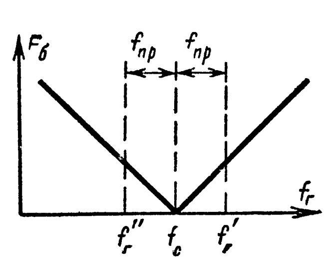


Рис. 6. Верхняя и нижняя настройки гетеродина.

Зависимость абсолютного значения частоты биений от выбора частоты гетеродина при заданной частоте сигнала наглядно изображается на рис. 6. Рисунок говорит, что одно и то же заданное значение промежуточной частоты имеется возможность получить от смесителя при двух настройках гетеродина: при «верхней» настройке на частоту $f'_г$ (когда $f'_г - f_c = f_{пр}$) и при «нижней» настройке на частоту $f''_г$ (когда $f_c - f''_г = f_{пр}$). С точки зрения теории биений обе настройки гетеродина приемлемы в равной мере. Однако приходится считаться с рядом дополнительных соображений, особенно вытекающих из необходимости настраивать контуры сигнала и гетеродина сопряженно, т. е. общим блоком конденсаторов переменной емкости.

Чаще всего эти дополнительные соображения диктуют выбор «верхней» настройки гетеродина; но из этого правила могут быть и исключения, о чем мы узнаем позже. Укажем еще одно важное свойство преобразования частоты. На рис. 4 сигнал не подвергался модуляции; если бы его амплитуды вследствие модуляции изменялись, то изменялась бы и «глубина» биений. Иначе говоря, *при*

преобразовании частоты амплитудно модулируемого сигнала колебание промежуточной частоты тоже оказывается модулируемым по амплитуде. Это обстоятельство может быть подтверждено формулой (1): с изменением амплитуды сигнала U_{cm} по тому же закону изменяется и амплитуда огибающей кривой биений. Следовательно, при преобразовании частоты *радиотелефонные сигналы с амплитудной модуляцией сохраняются, но переносятся в другую область частот.*

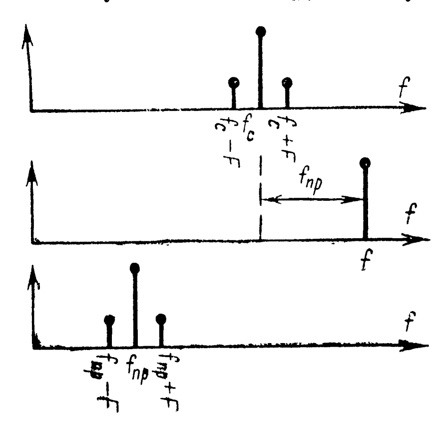


Рис. 7. Перенос спектра сигнала на промежуточную частоту.

То же самое свойство преобразователя частоты можно пояснить и иным способом. Из основ радиотехники известно, что сигнал, модулируемый по амплитуде определенным тоном F, представляет собой сумму колебаний трех частот: несущей f_c и двух боковых (f_c+F и f_c-F). Спектральный состав такого сигнала изображен на верхней оси рис. 7. На средней оси представлена спектральная линия колебания гетеродина, частота которого $f_г$ в данном случае выбрана выше частоты сигнала на величину промежуточной частоты $f_{пр}$ («верхняя» настройка).

Взаимодействие колебаний частоты гетеродина и несущей частоты сигнала создает в смесителе колебание промежуточной частоты ($f_г - f_c = f_{пр}$). Взаимодействие же колебания частоты гетеродина с колебаниями боковых частот сигнала образует в смесителе *верхнее и нижнее боковые колебания около промежуточной частоты, как показано на нижней оси рисунка.* Действительно:

$$f_г - (f_c + F) = f_{пр} - F;$$

$$f_г - (f_c - F) = f_{пр} + F.$$

Так иллюстрируется перенос спектра частот с несущей сигнала на несущую промежуточную, т. е. сохранение модуляции сигнала и на промежуточной частоте.

Если ведется прием частотно-модулированного сигнала, то свойство переноса модуляции на промежуточную частоту оказывается еще более очевидным: когда частота сигнала f_c изменяется в ту и другую стороны от своего среднего значения на Δf, а частота гетеродина $f_г$ неизменна, то и разностная (промежуточная) частота будет отклоняться от своего среднего значения на ту же величину Δf. Иначе говоря, в процессе преобразования частотно-модулированного сигнала *девиация частоты сохраняется.* Точно так же переносится спектр и в случае радиотелеграфных сигналов.

Подробным математическим анализом процесса преобразования частоты можно показать, что на выходе смесителя образуется наряду с колебанием разностной частоты также и колебание суммарной частоты $f_c + f_г$. Однако показать происхождение этого колебания нет возможности столь же наглядно, как для разностной частоты. В связи с тем, что колебание суммарной частоты практически не используется, а подавляется фильтром, в дальнейшем мы не будем ему уделять внимание.

3. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ ПРОХОЖДЕНИЯ СИГНАЛА В СУПЕРГЕТЕРОДИНЕ

Изучив принцип преобразования частоты, мы имеем возможность проследить полностью все физические процессы при прохождении сигнала в супергетеродинном приемнике.

Начнем с приема радиотелефонного сигнала с амплитудной модуляцией (рис. 8, *а*). Допустим, что частота f_c составляет 2 *Мгц*. Совместно с этим сигналом на вход смесителя воздействует немодулированное колебание гетеродина (рис 8, *б*). Если промежуточная частота данного приемника $f_{пр}$ выбрана равной 465 *кгц*, то гетеродин на «верхней» настройке должен создавать колебание с частотой 2 465 *кгц*.

Процесс биений изображен на рис. 8, *в*. Вспомогательные пунктирные кривые наглядно подчеркивают то, что с изменением амплитуд сигнала изменяется и глубина биений. В анодной цепи диодного смесителя процесс

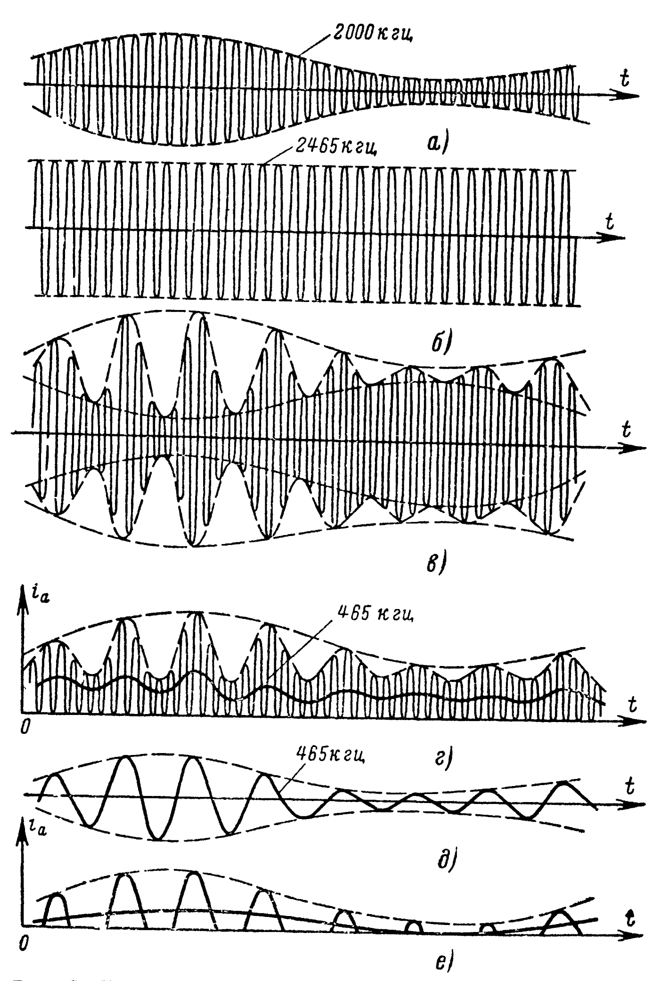


Рис. 8. Развернутые диаграммы процессов в супергетеродинном приемнике.

биений создает импульсы выпрямленного тока (рис. 8, *г*), среднее значение которых (жирная кривая) пульсирует с разностной частотой 465 *кгц*.

Эта разностная частота равна промежуточной, на которую настроены фильтр в цепи смесителя, а также последующие усилительные каскады. Отфильтрованное колебание промежуточной частоты, сохранившее закон модуляции сигнала, представлено на рис. 8, *д*. Именно такое колебание воздействует на детектор приемника (рис. 8, *е*), создавая ток низкой частоты, который в дальнейшем усиливается низкочастотными каскадами, питающими громкоговоритель.

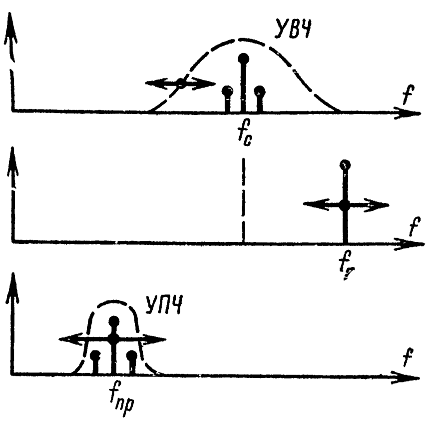


Рис. 9. Пояснение принципа настройки супергетеродина.

Что значит настроить супергетеродин на какую-то радиостанцию? Это значит, что по высокой частоте резонанс достигается путем настройки контуров на выбранную станцию, а по промежуточной частоте — настройкой гетеродина получают нужную разность частот, соответствующую резонансной частоте УПЧ. При сопряженном (однoручечном) управлении приемником обе настройки выполняются совместно. На спектральной диаграмме (рис. 9) изображены пунктиром резонансные характеристики контуров высокой и промежуточной частоты; жирными горизонтальными стрелками показаны возможные перемещения, вызываемые перестройкой в ту и другую стороны от частоты данного сигнала.

Радиотелефонный сигнал с частотной модуляцией имеет ту же картину прохождения в тракте супергетеродина, с тем лишь отличием, что вместо более простого амплитудного детектора на выходе усилителя промежуточной частоты включается более сложный частотный детектор. Что касается радиотелеграфных сигналов, то

супергетеродин с описанной выше структурой непригоден для их приема на слух. Действительно, если радиотелеграфная посылка имеет постоянную амплитуду, то и колебание промежуточной частоты будет немодулированным; после детектирования не получится ток низкой частоты и телефон не будет звучать. Для слухового приема

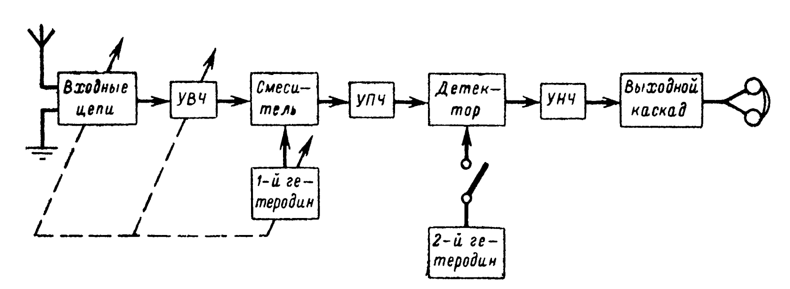


Рис. 10. Структура супергетеродина для телеграфного приема.

радиотелеграфных сигналов состав супергетеродина дополняют вторым гетеродином (рис. 10), который выключается при приеме радиотелефонных станций. Колебание промежуточной частоты воздействует на вход амплитудного детектора совместно с колебанием второго гетеродина, частота которого отличается от промежуточной частоты примерно на 1 000 *гц*. Значит, мы получаем процесс биений, следующих с частотой 1 000 *гц*, и детектор создает реальную слагающую тока звуковой частоты, воспринимаемую телефоном. На рис. 11 показаны физические процессы в супергетеродине при радиотелеграфном приеме. Подробнее мы на этих процессах сейчас останавливаться не будем, учитывая, что радиотелеграфный прием редко интересует радиослушателей. Радиолюбителям-коротковолновикам этот вид приема может быть интересен.

В телевизионных приемниках при переключении каналов сменяются катушки индуктивности и конденсаторы постоянной емкости в высокочастотном тракте и гетеродине (с сохранением установленной разности частот). Но в гетеродине иногда предусматривается возможность отдельной (добавочной) подстройки, позволяющей уточнить размещение спектра колебаний промежуточной ча-

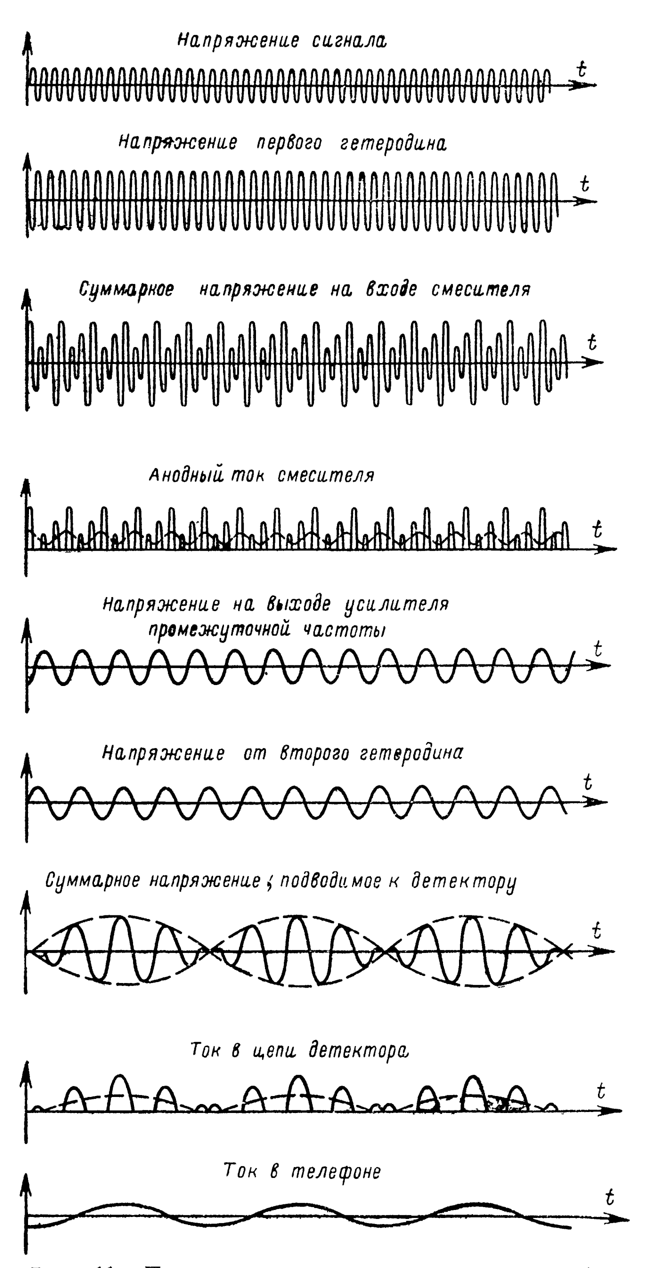


Рис. 11. Процессы при слуховом радиотелеграфном приеме.

стоты в пределах резонансной характеристики УПЧ (см. рис. 9), для получения неискаженных изображения и звука.

ОДНОСЕТОЧНЫЕ И ДВУХСЕТОЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ НА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ

4. ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ ОДНОСЕТОЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Мы описали принцип преобразования частоты, приняв диодный детектор в качестве смесителя (прибора с изменяющейся крутизной). Диодные преобразователи применяются также и практически, но только на сверхвысоких частотах (главным образом, на дециметровых и сантиметровых волнах), с чем мы встретимся ниже. На длинных, средних и коротких волнах диодный преобразователь невыгоден, так как в нем не происходит усиления сигнала. Иначе говоря, амплитуда напряжения промежуточной частоты на выходе смесителя всегда оказывается меньше, чем амплитуда сигнала на входе; отношение же этих амплитуд, называемое коэффициентом передачи преобразователя, будет для диода меньше единицы $K_{пр} = U_{пр m}/U_{cm} < 1$). Разумеется, и на дециметровых или сантиметровых волнах коэффициент передачи диодного преобразователя меньше (и даже много меньше) единицы; но другие виды нелинейных приборов на этих волнах дают еще худшие результаты, а потому применяются редко.

На длинных, средних и коротких волнах в качестве смесителей целесообразнее применять усилительные приборы (лампы или транзисторы), так как они позволяют получить коэффициент передачи преобразователя больше единицы, т. е. осуществить в преобразовательном каскаде еще и усиление.

Рассмотрим сначала преобразователь с обычным усилительным пентодом (рис. 12). На управляющую сетку в данной схеме воздействуют совместно напряжения сигнала и гетеродина. Преобразование этого типа называется *односеточным* в отличие от схем с воздействием напряжений сигнала и гетеродина на две разные сетки лампы; эти последние схемы называются *двухсеточными.*

В основе работы односеточного преобразователя ча-

стоты лежит так называемое анодное детектирование. Кратко физическая сущность процесса состоит в следующем.

В цепь управляющей сетки пентода помимо постоянного отрицательного смещающего напряжения E_0 вводятся последовательно и переменные напряжения, создаваемые сигналом и гетеродином и имеющие разные частоты

$$u_c = U_{cm} \cos 2\pi f_c t; \quad u_г = U_{гm} \cos 2\pi f_г t.$$

Смещающим напряжением рабочая точка установлена на нижнем криволинейном участке характеристики, что и характерно для режима анодного детектирования. Естественно, что при воздействии суммарного переменного напряжения сигнала и гетеродина на нелинейный прибор будет создана в его анодной цепи слагающая тока разностной частоты. Выбранное значение промежуточной частоты $f_{пр}$ зафиксировано постоянной настройкой колебательного контура в цепи анода. И если разностная частота совпадает с резонансной частотой контура, то преобразователь работает подобно резонансному усилителю промежуточной частоты, с которого снимается полезное напряжение на вход последующего каскада.

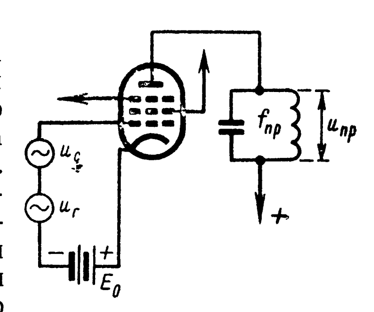


Рис. 12. Схема односеточного преобразования частоты.

Более подробно физический процесс односеточного преобразования можно объяснить так.

На левом участке анодно-сеточной характеристики пентода (рис. 13, *а*) показаны приросты тока на каждый вольт сеточного напряжения; эти приросты численно равны значениям крутизны характеристики. Для удобства дальнейших рассуждений построим зависимость крутизны характеристики от сеточного напряжения (рис. 13, *б*). Отметим на этом графике точку *m*, соответствующую выбранному смещению E_0, наложим напряжение гетеродина с амплитудой $U_{гm}$ и представим процесс во времени (рис. 13, *в*). Мы видим, что если в исходной точке крутизна имела значение S_0, то *под воздействием гетеро-*

динного напряжения крутизна будет периодически изменяться. Практический смысл изменения крутизны заключается в том, что рабочая точка перемещается по характеристике анодного тока, переходя с крутого участка на более пологий и обратно.

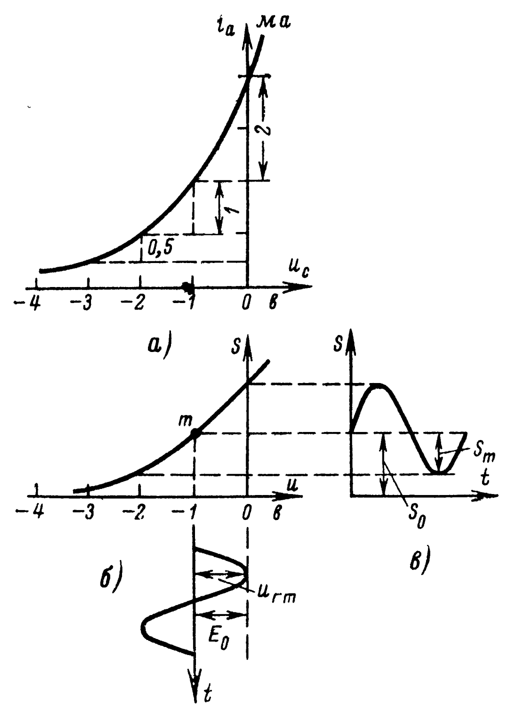


Рис. 13. Изменение крутизны гетеродинным напряжением.

Наблюдая закон изменения крутизны, можно усмотреть, что имеется постоянная составляющая S_0 и периодическая составляющая с амплитудой S_m (синусоида или косинусоида — в зависимости от выбора начала отсчета времени). Математически их сумму представим выражением

$$S = S_0 + S_m \cos 2\pi f_г t. \quad (2)$$

Теперь представим себе, что добавляется воздействие сигнала с амплитудой U_{cm}. Ток, создаваемый сигналом

в цепи анода, можно для пентода считать, вообще говоря, равным произведению мгновенного сеточного напряжения на крутизну характеристики ($i_а = SU_{сm} \cos 2\pi f_с t$). Но в данном случае сама крутизна изменяется, а потому результат действия сигнала запишется путем подстановки значения S из формулы (2):

$$i_а = (S_0 + S_m \cos 2\pi f_г t) U_{сm} \cos 2\pi f_с t.$$

Если мы раскроем скобки, получим:

$$i_а = S_0 U_{сm} \cos 2\pi f_с t + S_m U_{сm} \cos 2\pi f_г t \cos 2\pi f_с t.$$

Второе слагаемое в полученном выражении представляет собой произведение косинусов, имеющих разные аргументы. Но из элементарной тригонометрии известно, что произведение косинусов может быть заменено следующей суммой

$$\cos\alpha \cos\beta = \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta).$$

Заменяя аргументы их значениями из нашей формулы

$$\alpha = 2\pi f_г t; \quad \beta = 2\pi f_с t,$$

получим окончательное значение слагающих анодного тока, создаваемых действием напряжения сигнала на сетку совместно с напряжением гетеродина,

$$i_а = S_0 U_{сm} \cos 2\pi f_с t + \frac{1}{2} S_m U_{сm} \cos 2\pi (f_г + f_с) t + \frac{1}{2} S_m U_{сm} \cos 2\pi (f_г - f_с) t.$$

Полученный результат математически подтверждает те физические процессы, которые были даны описательно выше. Мы видим, что в составе анодного тока наряду с колебанием частоты сигнала $f_с$ присутствуют колебания суммарной частоты ($f_г + f_с$), о чем мы упоминали кратко, и разностной частоты ($f_г - f_с$). Именно *колебание разностной частоты и служит полезным результатом преобразования.*

Амплитуда тока разностной частоты имеет значение

$$I_{пр m} = \frac{1}{2} S_m U_{сm};$$

здесь S_m, как мы помним, является амплитудой (размахом) изменений крутизны под действием напряжения гетеродина. Ее величина зависит и от формы рабочего участка характеристики лампы, и от амплитуды гетеродинного напряжения.

Напряжение промежуточной частоты на зажимах колебательного контура равно произведению тока этой частоты на резонансное сопротивление контура

$$U_{\text{пр}m} = I_{\text{пр}m} Z_{\text{к.рез}} = \frac{1}{2} S_m U_{\text{с}m} Z_{\text{к.рез}}.$$

Отношение этого «выходного» напряжения к напряжению сигнала (отношение, которое мы назвали коэффициентом передачи преобразователя) имеет значение

$$K_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{пр}m}}{U_{\text{с}m}} = \frac{1}{2} S_m Z_{\text{к.рез}} = S_{\text{пр}} Z_{\text{к.рез}}. \qquad (3)$$

Величину $S_{\text{пр}} = \frac{1}{2} S_m$ называют *крутизной преобразования*. Это — параметр, позволяющий оценить преобразовательную лампу и режим, в котором она работает. Размерность крутизны преобразования — тоже миллиамперы на вольт.

Значение этого параметра желательно иметь возможно большим, для чего и величина амплитуды S_m также должна быть большой. Но из рис. 13 можно усмотреть, что S_m возрастает с ростом амплитуды гетеродинного напряжения $U_{\text{г}m}$. Значит, воздействующее на вход смесителя напряжение гетеродина должно иметь достаточно большие амплитуды (на рис. 13 около 1 *в*).

Однако если гетеродинное напряжение увеличивать до таких значений, при которых анодный ток смесителя будет «отсекаться», т. е. на некоторую часть периода прекращаться, и вместе с тем будут появляться импульсы сеточного тока смесителя, то рост крутизны преобразования прекратится. Приближенно можно считать, что наибольшим значением крутизны преобразования является величина $S_{\text{пр}} = S/4$, где S — крутизна прямолинейного участка характеристики пентода-смесителя.

Решим практический пример. Пусть крутизна характеристики пентода-смесителя $S = 8$ *ма/в*, контур промежуточной частоты, включенный в анодную цепь, имеет резонансное сопротивление $Z_{\text{к.рез}} = 5\,000$ *ом*, а напряжение сигнала на управляющей сетке $U_{\text{с}m} = 1$ *мв*.

Если выбран наилучший режим гетеродинирования, то напряжение промежуточной частоты на зажимах контура получится:

$$U_{\text{пр}m} = U_{\text{с}m} K_{\text{пр}} = U_{\text{с}m} S_{\text{пр}} Z_{\text{к.рез}} =$$

$$= \frac{1}{4} U_{\text{с}m} S Z_{\text{к.рез}} = \frac{1}{4} \frac{8}{1\,000} 5\,000 = 10 \textit{ мв}.$$

Из примера следует, что преобразование частоты в усилительной лампе по сравнению с диодом выгоднее, так как наряду с преобразованием сигнала по частоте мы получили увеличение амплитуды его напряжения в 10 раз (т. е. $K_{\text{пр}} = 10$).

И все-таки односеточное преобразование частоты на пентодах применяется в радиовещательных (и тем более в профессиональных) приемниках длинных и коротких волн довольно редко, несмотря на большое практическое удобство иметь в смесительном каскаде лампу того же типа, что и в усилительных.

Одним из существенных недостатков, послуживших причиной отказа от односеточных преобразователей, нужно считать малую стабильность частоты гетеродина.

Нам известно, что при заданной частоте сигнала $f_{\text{с}}$ отклонение частоты гетеродина на $\Delta f_{\text{г}}$ от требуемой величины $f_{\text{г}}$ влечет за собой точно такое же отклонение промежуточной частоты от своего номинала $f_{\text{пр}}$ (по абсолютной величине), т. е. $|\Delta f_{\text{пр}}| = |\Delta f_{\text{г}}|$. Для того чтобы при этом отклонении фактическая промежуточная частота не вышла в ту или другую сторону за пределы полосы пропускания тракта промежуточной частоты (см. рис. 9), необходимо, чтобы частота гетеродина была стабильной. Очевидно, условием требуемой стабильности будет неравенство $|\Delta f_{\text{г}}| < \Pi/2$, где Π — полоса пропускания тракта промежуточной частоты (с учетом фильтров в преобразователе и в последующих усилительных каскадах).

Если выразить допустимый уход частоты гетеродина относительной величиной, разделив $\Delta f_{\text{г}}$ на $f_{\text{г}}$, мы получим условие в виде

$$\left|\frac{\Delta f_{\text{г}}}{f_{\text{г}}}\right| < \frac{\Pi}{2 f_{\text{г}}}. \qquad (4)$$

Это условие сравнительно легко выполнить на длинных и средних волнах, когда само значение $f_{\text{г}}$ невелико. Но на коротких волнах удовлетворить этому условию не

столь просто. Так, например, если частота сигнала $f_c = 10$ *Мгц*, а полоса пропускания по промежуточной частоте $П = 8$ *кгц*, то относительная стабильность частоты гетеродина $|\Delta f_г / f_г| < 4 \cdot 10^{-4}$; этого не всегда можно достигнуть, особенно в гетеродине с плавной перестройкой. Приходится проявлять заботу об ослаблении всех возможных факторов, влияющих на частоту гетеродина.

Одной из причин ухода частоты гетеродина от установленного (номинального) значения может быть паразитная связь между колебательными контурами во входной цепи смесителя, настроенными соответственно на частоту сигнала и частоту гетеродина (см. рис. 12). Наличие паразитной связи между контурами приводит к тому, что в контур гетеродина вносится дополнительная реактивность (емкость или индуктивность), влияющая на частоту колебаний гетеродина. Особенно велика эта паразитная связь в том случае, если оба контура включены последовательно в цепь сетки смесителя (рис. 14). Здесь связующим элементом является емкость сетка-катод смесительной лампы, имеющая величину до десятка пикофарад; это — случай внешней емкостной связи между контурами.

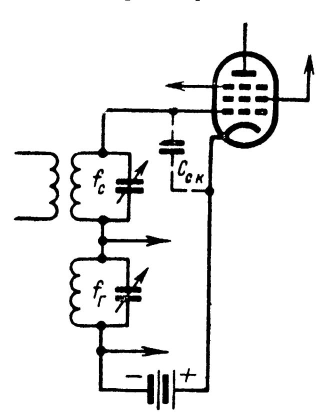


Рис. 14. Включение контуров сигнала и гетеродина в цепь сетки смесителя.

Для уменьшения паразитной связи контуров можно подключить гетеродинный контур к входу смесителя через очень малую емкость связи ($C_{св}$), как показано на рис. 15. На этом рисунке мы видим полную принципиальную схему односеточного преобразователя частоты на пентоде. В качестве селектора промежуточной частоты здесь изображен двухконтурный полосовой фильтр с постоянной настройкой. Гетеродин же выполнен по схеме автогенератора с контуром в цепи сетки отдельного триода и с индуктивной обратной связью. Переменное напряжение на зажимах контура гетеродина может иметь амплитуду порядка десятков вольт, тогда как на вход сме-

сителя требуются лишь доли или единицы вольт. Поэтому емкость $C_{св}$ берется очень малой и она не создает чрезмерной связи между контурами. Напряжение на входе смесителя составляет малую долю колебательного напряжения гетеродина, так как контур $f_с$ имеет значительную величину относительной расстройки для частоты гетеро-

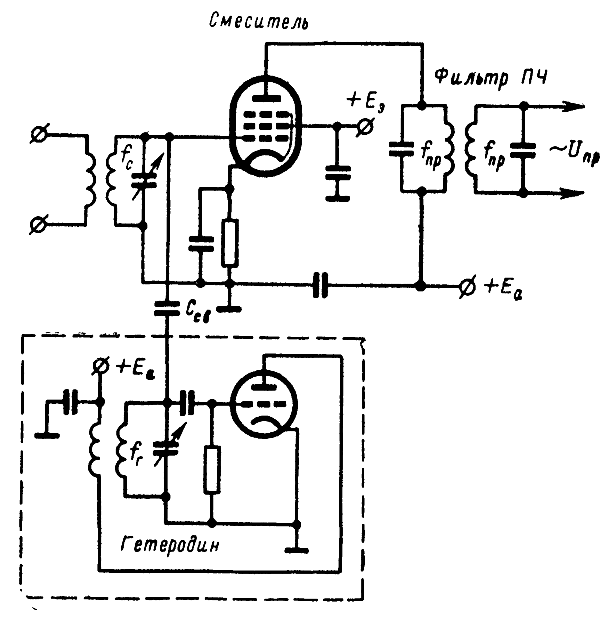


Рис. 15. Принципиальная схема односеточного преобразователя частоты с емкостной связью между входом смесителя и контуром гетеродина.

дина $f_г$ (особенно на длинных и средних волнах) и сопротивление этого контура для колебаний гетеродина очень мало. Заметим также, что все детали схемы гетеродина окружены металлическим экраном (пунктир), который устраняет влияние руки оператора и других внешних факторов, способных через емкостную связь повлиять на частоту автоколебаний.

Существуют и другие схемы односеточных преобразователей частоты на пентодах, которые отличаются от указанной на рис. 15 способами связи между гетеродином и

входной цепью смесителя, а также вариантами схем гетеродинов и другими элементами. Но ввиду того, что этот тип преобразователей частоты для приемников ДВ, СВ и КВ диапазонов в радиолюбительской практике встречается сравнительно редко, мы не будем рассматривать примеры практического выполнения. Материал же, относящийся к физическим процессам в них, будет необходим для разъяснения работы двухсеточных преобразователей частоты. Практические схемы односеточных преобразователей нам встретятся в главе о приеме ультракоротких волн; дело в том, что гетеродины телевизионных приемников настраиваются на фиксированные частоты с возможностью подстройки, а потому для них паразитная связь не столь опасна.

5. ПРИНЦИП РАБОТЫ ДВУХСЕТОЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Для того чтобы контур гетеродина «развязать» от контура сигнала, было предложено воздействовать напряжениями с этих контуров на разные сетки лампы, и притом на сетки, разделенные друг от друга экраном. Так возник принцип двухсеточного преобразования частоты. Далее этот принцип дополнился возможностью совместить функции смесителя и гетеродина в одной лампе. Но мы начнем изучать двухсеточное преобразование с самого простого случая — с воздействия переменных напряжений разной частоты на первую и третью сетки обычного пентода (рис. 16, *а*).

Сущность процесса преобразования частоты, как мы знаем, заключается в периодическом изменении крутизны анодного тока по напряжению сигнала под воздействием гетеродинирующего напряжения. В односеточном преобразователе гетеродин своим воздействием изменял крутизну благодаря тому, что рабочий участок характеристики был криволинейным (рис. 13, *а*). А как же это должно происходить при двухсеточном преобразовании? В этом случае крутизна анодного тока по напряжению «сигнальной сетки» ($S = \Delta i_а / \Delta u_с$) должна зависеть от величины напряжения на «гетеродинирующей» сетке. Что это происходит именно так, станет ясно из следующего.

В исходном режиме, т. е. при нулевых амплитудах переменных напряжений, при отрицательных напряжениях

E_{oc} и $E_{oг}$ на первой и третьей сетках (соответственно) и при положительных напряжениях на аноде и на второй (экранирующей) сетке часть электронов с катода пролетает сквозь первую сетку и перехватывается экранирующей сеткой; другая же часть электронов пролетает сквозь

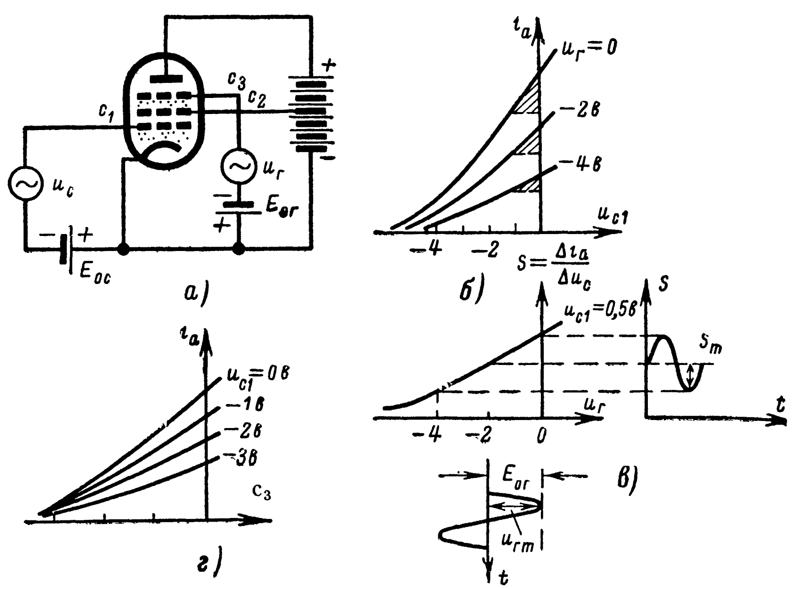


Рис. 16. Простейший случай двойного управления электронным потоком.

а — схема; *б* — влияние напряжения третьей сетки на характеристики анодного тока по первой сетке, *в* — изменение крутизны по первой сетке действием гетеродина на третью сетку; *г* — влияние напряжения первой сетки на характеристики анодного тока по третьей сетке.

экранирующую сетку. Эти последние электроны, встретив тормозящее действие отрицательно заряженной третьей сетки, лишь частично пролетают сквозь нее, создавая анодный ток; некоторая доля электронов отталкивается третьей сеткой обратно и образует между второй и третьей сетками электронное облачко, т. е. второй объемный заряд (рис. 16, *а*).

В зависимости от напряжения на третьей сетке сквозь нее из этого объемного заряда (как бы из катода) пролетает к аноду больший или меньший поток электронов. Мы

видим (рис. 16, *б*), что при более высоком напряжении на гетеродинной сетке анодный ток оказывается больше при тех же величинах напряжения на сигнальной сетке. Иначе говоря, чем выше напряжение на третьей сетке, тем круче характеристика анодного тока по напряжению первой сетки. Это наглядно демонстрируют заштрихованные «характеристические» треугольники.

Теперь мы отложим по горизонтальной оси величины напряжения на третьей сетке (рис. 16, *в*), а по вертикали — соответствующие им значения крутизны $S = \Delta i_а / \Delta u_с$ анодного тока по напряжению первой сетки. При неизменном напряжении на первой сетке (на рисунке $u_с = E_{ос} = 0{,}5$ *в*) значения крутизны пропорциональны вертикальным катетам заштрихованных треугольников на рис. 16, *б*.

Далее пусть начинается действие переменного напряжения гетеродина с амплитудой $U_{гm}$. В результате этого крутизна анодного тока по сигнальной сетке начнет изменяться периодически во времени, и амплитуда S_m изменений крутизны будет характеризовать возможность преобразования частоты сигнала (см. рис. 13, *б*).

Таким образом, *двухсеточное преобразование*, подобно односеточному, *основано на периодическом изменении параметра S* в тракте сигнала из-за воздействия гетеродина, работающего на другой частоте.

Рассматривая процесс преобразования с количественной точки зрения, как процесс усиления сигнала по амплитуде, но с ухудшенной крутизной $S_{пр}$ и с переносом спектра в область промежуточных частот, можно определить коэффициент передачи преобразователя [см. формулу (3)]:

$$K_{пр} = \frac{U_{прm}}{U_{сm}} = \frac{1}{2} S_m Z_{к.рез} = S_{пр} Z_{к.рез}.$$

Но формальное сходство двухсеточного преобразования частоты с односеточным не должно маскировать физических особенностей каждого из процессов.

В простейшем объяснении односеточного процесса мы могли сослаться на наличие биений при сложении колебаний сигнала и гетеродина во входной цепи. Для двухсеточного преобразования о биениях говорить не приходится, так как колебания сигнала и гетеродина воздейст-

вуют на две разные входные цепи. Иногда указывается, что биения происходят между переменными составляющими электорнного потока, но это необоснованно, так как изменения анодного тока двухсеточного смесителя под воздействием сигнала нормально происходят и в пределах прямолинейных участков анодных характеристик (см. рис. 16, *б*), а потому ссылаться на возможность анодного детектирования биений не приходится.

Итак, физический смысл двухсеточного преобразования состоит в том, что преобразование частоты принимаемого сигнала в промежуточную с переносом модулирующего спектра происходит вследствие периодического изменения крутизны лампы под воздействием напряжения гетеродина.

Короче, преобразование частоты выполняется всегда в приборе, параметр которого изменяется периодически под воздействием гетеродина. Таким переменным параметром является крутизна, изменяющаяся в односеточном смесителе благодаря периодическому перемещению рабочего участка по нелинейной характеристике, а в двухсеточном смесителе благодаря периодическому «веерообразному» перемещению самой характеристики.

Отметим еще одно важное обстоятельство. Если поменять местами точки присоединения генераторов напряжений сигнала и гетеродина (рис. 16, *а*), т. е. воздействовать напряжением сигнала на третью, а напряжением гетеродина на первую сетку, то возможность преобразования частоты тоже сохраняется. Действительно, изменение напряжения на первой сетке в отрицательную сторону уменьшит общий электронный поток лампы, а значит, и ее анодный ток; в результате этого характеристика анодного тока по напряжению третьей сетки пойдет более полого (рис. 16, *г*). При таком использовании сеток будет, разумеется, иное значение крутизны преобразования, но принцип сохранится.

Итак, переходя от односеточного смесителя к двухсеточному, мы достигли «развязки» контуров сигнала и гетеродина друг от друга благодаря тому, что первая и третья сетки разделены экранирующей сеткой, которая резко уменьшает емкость между ними. Влияние контура сигнала на частоту гетеродина оказывается ослабленным. Но этого мало. Двухсеточное преобразование выгодно еще и тем, что для него выполняются специальные лам-

пы, совмещающие в себе функции смесителя и гетеродина.

Одна из таких ламп, гептод типа 6А2П, применена в схеме преобразователя частоты (рис. 17). Прежде всего обратим внимание на устройство гетеродина в этой схе-

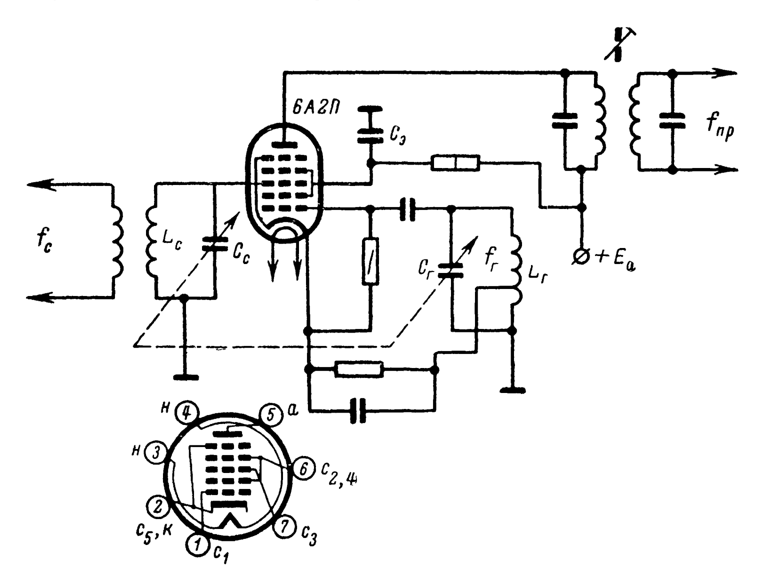


Рис. 17. Схема двухсеточного преобразователя частоты на гептоде 6А2П.

ме. Сеткой гетеродина является первая сетка лампы C_1, а его анодом — все электроды, присоединенные к положительному зажиму анодной батареи (анод и две экранирующие сетки). Следовательно, обратная связь в гетеродине осуществляется общим переменным током этих электродов (т. е. катодным током), проходящим через нижнюю часть витков катушки $L_г$. Такая схема гетеродина должна быть названа индуктивной трехточечной схемой с общим анодом, так как для переменного тока гетеродина не только конденсатор экранирующих сеток, но и конденсатор контура промежуточной частоты в цепи анода представляют практически короткое замыкание, т. е. анод по переменному току гетеродина заземлен.

Напряжение сигнала воздействует на третью сетку c_3,

тогда как сетка c_2 служит экраном между первой и третьей сетками, уменьшая емкости между ними и тем самым «развязывая» контур гетеродина от контура сигнала.

Между второй и третьей сетками образуется, как мы знаем, облачко электронов (объемный заряд), если на третьей сетке имеется отрицательное смещение или нулевой потенциал. В этих условиях переменное напряжение сигнала на третьей сетке и напряжение гетеродина на первой сетке управляют анодным током, создавая условия двухсеточного преобразования частоты. Однако режим усиления по промежуточной частоте окажется невыгодным, так как анодное напряжение будет сильно влиять на величину верхнего объемного заряда и, следовательно, на величину анодного тока, т. е. лампа будет иметь малое внутреннее сопротивление (как у триода). Это легко понять из определения внутреннего сопротивления ($R_i = \Delta u_а / \Delta i_а$).

Усилительные свойства улучшаются введением четвертой сетки, которая представляет собой обычный экранирующий электрод для верхней (усилительной) части лампы. Но если он появился, то необходима и пятая — защитная сетка, замкнутая на катод, чтобы лампа по своим усилительным свойствам была подобна пентоду. Так создается гептод, т. е. лампа с семью электродами, из которых пять являются сетками. Заметим, что самые ранние типы гептодов назывались «пентагридами» (пятисеточными лампами).

В схеме преобразователя (рис. 17) основные элементы колебательных контуров (конденсаторы $C_с$ и $C_г$, катушки $L_с$ и $L_г$) выбираются применительно к заданным диапазонам частот. Фильтр промежуточной частоты в цепи анода для обычного радиовещательного приема настраивается примерно на 465 *кгц*. Конденсатор $C_э$, заземляющий по переменному току экранирующие сетки, желательно выбирать не менее 0,1—0,2 *мкф*. Напряжение обратной связи между катодом и корпусом рекомендуется иметь приблизительно 1,5—2 *в*, причем оно может быть измерено электронным вольтметром. Сопряженная настройка контуров, условно показанная пунктиром, будет рассматриваться ниже.

Большим достоинством этой схемы оказывается независимость режима работы гетеродина не только от настройки контура сигнала, но и от смещающего напряже-

ния на сигнальной сетке. Действительно, при изменении этого смещения электронный поток перераспределяется между второй сеткой, с одной стороны, и анодом (вместе с четвертой сеткой), — с другой стороны; при этом катодный ток, влияющий на режим работы гетеродина, остается практически неизменным. Поэтому облегчается сохра-

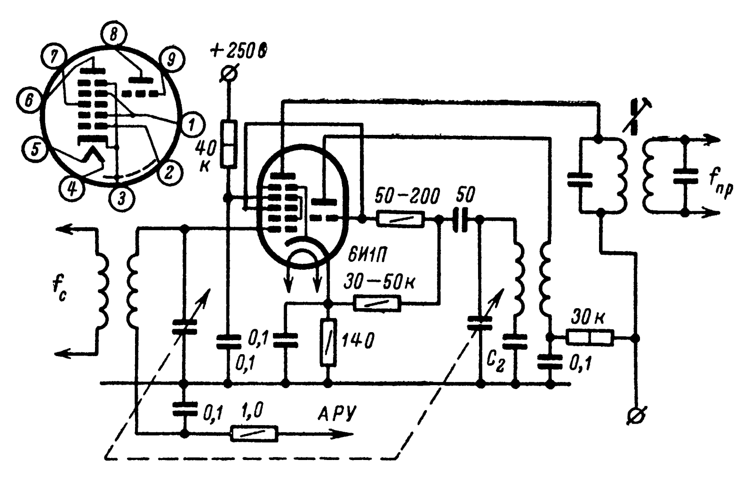


Рис. 18. Схема двухсеточного преобразователя частоты на триод-гептоде 6И1П.

нение такой амплитуды гетеродинирования, которая дает выгодный коэффициент передачи преобразователя. Значит, сетку гетеродина, участвующего в общем электронном потоке преобразователя, желательно иметь расположенной ниже сигнальной сетки. Гептод типа 6А2П (пальчиковой серии) может взаимно изменяться с гептодами типов 6А7 или 6А10, но со сменой ламповых панелей и с последующей подстройкой контуров.

Другим распространенным типом лампы для двухсеточного преобразования частоты является триод-гептод. В этой лампе генерация гетеродинных колебаний происходит не в общем электронном потоке гептода, а в отдельном триоде (в отдельном электронном потоке), размещаемом в общем баллоне с гептодом. Принципиальная схема преобразователя частоты с использованием триод-гептода 6И1П изображена на рис. 18.

Правая часть лампы на данном рисунке — триод. Он работает как самовозбуждающийся генератор с контуром в цепи сетки и с индуктивной обратной связью. Электронный поток триода отделен от потока левой (гептодной) части лампы. В гептодной части гетеродинирующее напряжение подводится к третьей сетке. Отрицательное смещающее напряжение, которое автоматически создается при работе гетеродина на его сетке, воздействует и на третью сетку гептодной части совместно с переменным гетеродинирующим напряжением. В случае увеличения амплитуд колебаний гетеродина возрастает и отрицательное смещение, благодаря чему приблизительно поддерживается постоянство крутизны преобразования.

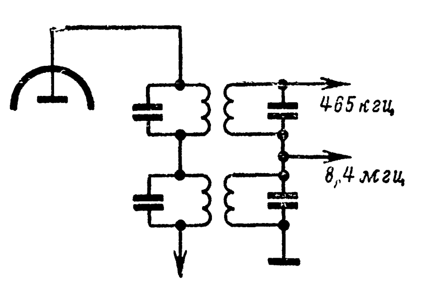


Рис. 19. Включение фильтров промежуточной частоты для приема АМ и ЧМ вещания.

Напряжение сигнала воздействует в этой схеме на первую сетку гептода. На ту же сетку может подаваться смещающее напряжение АРУ для регулировки усиления преобразователя. Благодаря тому что триод-гетеродин имеет свой независимый электронный поток, регулировка смещения на сигнальной сетке не оказывает существенного влияния на частоту гетеродина.

Вторая и четвертая сетки гептодной части являются экранирующими, а пятая — защитной. Крутизна преобразования этой лампы при правильно выбранном режиме может составлять 0,5—1 *ма/в*.

Сопряженная настройка контуров сигнала и гетеродина, о которой мы расскажем в специальном параграфе, показана пунктирной линией. Числами указаны примерные величины параметров деталей, при которых создается наивыгоднейший режим работы преобразователя частоты. Преобразователь на триод-гептоде применяется в радиовещательных приемниках для диапазонов длинных, средних и коротких волн.

При переходе на ультракороткие (метровые) волны сменяются не только лампы и элементы контуров сигнала

и гетеродина, но также и фильтры промежуточной частоты; однако смена фильтров не всегда требует переключения. На рис. 19 показано включение в анодную цепь усилительной лампы последовательно двух контуров фильтров, из которых верхний настроен на промежуточную частоту 465 *кгц*, а нижний (для приема УКВ) — на частоту 8,4 *Мгц*. Конденсатор верхнего контура является малым сопротивлением для колебаний частоты 8,4 *Мгц*, а катушка нижнего контура представляет собой малое сопротивление для колебаний частоты 465 *кгц*.

6. СОПРЯЖЕНИЕ НАСТРОЕК КОНТУРОВ СИГНАЛА И ГЕТЕРОДИНА

Напомним еще раз, что для данного приемника промежуточная частота $f_{пр}$, как правило, выбирается неизменной и ее значение фиксируется настройкой фильтров смесителя и последующих каскадов. Частота сигнала $f_с$ определяется принимаемой станцией, следовательно, настройка контуров сигнала должна допускать плавное изменение частоты в диапазоне. Частота же гетеродина $f_г$ отличается от частоты сигнала, удовлетворяя соотношению $f_г=f_с+f_{пр}$ (или $f_г=f_с-f_{пр}$). Выбирая «верхнюю» настройку гетеродина (позднее мы докажем, что это выгодно в большинстве приемников), мы должны при каждой перестройке контура сигнала перестраивать и контур гетеродина с соблюдением требования, чтобы частота последнего всегда была больше частоты сигнала на величину $f_{пр}$.

Настройка радиовещательного приемника в пределах поддиапазона производится поворотом роторов конденсаторов переменной емкости, образующих блок с общей осью. Все конденсаторы блока одинаковы, т. е. имеют при любом угле поворота одинаковые емкости *C*, в том числе и в начале и в конце. Один из этих конденсаторов входит в контур гетеродина, а остальные — в состав контуров сигнала (т. е. контуров входной цепи и каскадов усиления принимаемого сигнала). Но частота гетеродина должна быть выше частоты сигнала. Желательную зависимость частот настройки контура сигнала $f_с$ и контура гетеродина $f_г$ от угла поворота оси блока конденсаторов можно представить, так сказать, «идеализированным» графиком на рис. 20, *а*. Графики частот с увеличением уг-

ла поворота (т. е. с уменьшением емкости прямочастотного конденсатора) идут параллельно друг другу и постоянное расстояние по вертикали между ними равно $f_{пр}$.

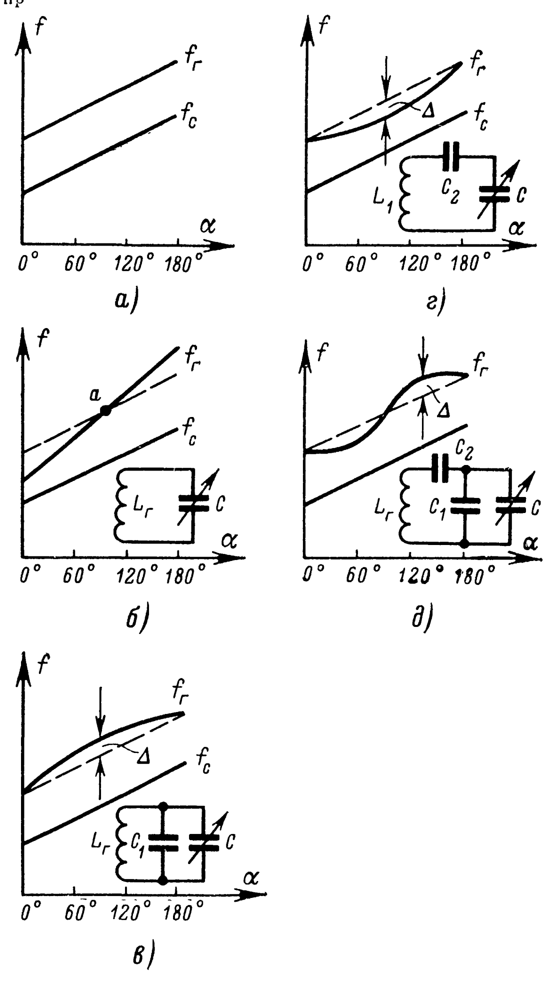


Рис. 20. Сопряженная настройки контуров сигнала и гетеродина.

а — желательный ход настроек; *б* — фактический ход настроек при одинаковых конденсаторах; *в* — применение параллельного конденсатора, *г* — применение последовательного конденсатора; *д* — сопряжение в трех точках шкалы.

Казалось бы, что для достижения такой настройки достаточно взять для контура гетеродина уменьшенную индуктивность ($L_г < L_с$). Действительно, частота контура гетеродина будет в этом случае выше частоты контура сигнала (что подтверждается формулой Томсона):

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_г C}} > \frac{1}{2\pi\sqrt{L_с C}},$$

где $L_с$ — индуктивность контура сигнала, а C — значение емкости, одинаковое для обоих контуров. Однако нужное нам сопряжение окажется достижимым только в одной точке шкалы (для примера — в середине шкалы, в точке *а* на рис. 20, *б*). В остальных точках сопряжение будет нарушаться, ибо график частоты гетеродина пойдет круче графика частоты сигнала. Объясняется это очень просто: с математической точки зрения увеличенный угловой коэффициент $1/2\pi\sqrt{L_г}$ увеличивает крутизну (подъем) прямолинейного графика; с физической же точки зрения при уменьшении индуктивности и при прежнем диапазоне изменения емкости возрастет абсолютное значение диапазона частот контура, что и выразится более крутым графиком. Расхождение желаемой (пунктирная линия на рис. 20, *б*) и действительной (сплошная линия) настроек явится погрешностью сопряжения, которая приведет к отличию фактической промежуточной частоты от ее номинала. Если погрешность столь значительна, что фактическая промежуточная частота лежит вне полосы пропускания фильтра (см. рис. 9), то сигнал либо ослабляется и искажается, либо вовсе не обнаруживается. Наиболее угрожающими оказываются в этом случае погрешности сопряжения на концах диапазона (при 0 и 180° угла поворота).

Для уменьшения погрешности сопряжения можно включить в контур гетеродина параллельно переменному конденсатору добавочный (сравнительно небольшой) конденсатор C_1, а индуктивность $L_г$ выбрать такой величины, чтобы точное сопряжение было достигнуто не в средней точке, а в начале шкалы (при 0°, т. е. при наибольшей емкости переменного конденсатора). Далее вправо график настройки гетеродина должен был бы идти прямолинейно и круче «идеализированного» (пунктирная ли-

ния); однако по мере уменьшения емкости конденсатора C будет все сильнее сказываться влияние параллельного конденсатора C_1, приводящее к уменьшению частоты гетеродина. Легко подобрать величину C_1 такой, чтобы в конечной точке шкалы вновь было достигнуто точное сопряжение (рис. 20, *в*). Так осуществляется сопряжение в двух точках, и погрешность сопряжения Δ (отличие фактической промежуточной частоты от номинала) будет наибольшей в середине шкалы, но по абсолютной величине она уменьшится в сравнении с предыдущим случаем.

Можно поступить иначе (рис. 20, *г*): подберем индуктивность $L_г$ с расчетом на точное сопряжение в конце шкалы (при 180°, т. е. при наименьшей емкости C) и включим в контур гетеродина последовательный (сравнительно большой) конденсатор C_2. При уменьшении угла ι° график фактической частоты гетеродина должен был бы идти прямолинейно, ниже и круче «идеализированного» пунктира. Но по мере увеличения емкости C будет все сильнее сказываться влияние последовательного конденсатора C_2, приводящее к увеличению частоты гетеродина. Можно подобрать величину C_2 такой, чтобы в начальной точке шкалы вновь было достигнуто точное сопряжение (рис. 20, *г*). Погрешность сопряжения Δ будет иного знака, нежели в предыдущем случае (фактическая промежуточная частота окажется не больше, а меньше номинальной).

Оба изложенных способа сопряжения в двух точках асто применяются в приемниках, особенно коротковолновых, с узкими относительными поддиапазонами. В частности, именно с этой целью на рис. 18 был включен конденсатор C_2 в контур гетеродина. Но в приемниках средних и длинных волн при значительном коэффициенте поддиапазона желательно еще более точное сопряжение. В этом случае выбирают индуктивность $L_г$ с тем расчетом, чтобы получить точное сопряжение в средней точке (рис. 20, *д*). Выбором же необходимой емкости параллельного конденсатора C_1 и последовательного C_2 добиваются точного сопряжения на двух крайних (или близких к крайним) точках. Тогда погрешность имеет максимумы справа и слева от середины, а по величине она меньше, чем при сопряжении предыдущими способами. Именно сопряжение в трех точках поддиапазона практи-

куется в радиовещательных приемниках на длинных и средних волнах.

Нередко супергетеродины имеют по нескольку узких сменных участков коротковолнового диапазона с «растянутой» для этих участков шкалой. Малые коэффициенты перекрытия этих участков позволяют ограничиваться для них сопряжением лишь в одной точке (рис. 20, *б*). Напомним, что уменьшение коэффициента перекрытия достигается, например, параллельным подключением дополнительных конденсаторов постоянной емкости к конденсаторам переменной емкости контуров сигнала и гетеродина.

Узкий относительный поддиапазон гетеродина выгоден не только с точки зрения простоты сопряжения, но и в смысле постоянства коэффициента передачи преобразователя частоты. Предположим, что подбором величин (параметров) схемы гетеродина (в частности, величины обратной связи в нем) мы достигли в одной точке поддиапазона такой амплитуды его колебательного напряжения, при котором значение крутизны преобразования будет наибольшим. При перестройках контура гетеродина параметры его изменяются, и тем больше изменяются, чем шире относительный поддиапазон. Эти изменения влияют на условия генерации и могут привести к невыгодным значениям амплитуд колебательного напряжения. Коэффициент передачи преобразователя уменьшится, вследствие чего и чувствительность приемника в пределах его поддиапазона окажется неравномерной. А заказчик, проверяя приемник, всегда будет оценивать его чувствительность по наихудшему значению. Отсюда и возникают трудности налаживания работы приемника в широком относительном поддиапазоне.

Теперь мы сможем объяснить, почему же во всех предыдущих рассуждениях мы принимали для сопряжения «верхнюю», а не «нижнюю» настройку гетеродина. Пусть для контура сигнала задан коэффициент поддиапазона $k_{сигн} = f_{макс}/f_{мин}$, где $f_{макс}$ и $f_{мин}$ — соответственно наибольшая и наименьшая частоты поддиапазона. При выборе верхней настройки гетеродина коэффициент диапазона его контура должен быть

$$k_{гет.в} = \frac{f_{макс} + f_{пр}}{f_{мин} + f_{пр}},$$

так как в каждой точке шкалы (при идеальном сопряжении) частота гетеродина отличается от частоты сигнала на величину промежуточной частоты. Легко показать на числах, что $k_{гет.в}$ меньше, чем $k_{сигн}$.

Например, для стандартного поддиапазона длинных волн радиовещательных приемников установлены границы $f_{мин}=150$ *кгц*, $f_{макс}=415$ *кгц*, что дает коэффициент поддиапазона

$$k_{сигн}=\frac{415}{150}\approx 2{,}77.$$

Если промежуточная частота $f_{пр}=465$ *кгц* (заметим, что на длинных волнах такой случай, когда после преобразования частота не понижается, а повышается, вполне возможен), то

$$k_{гет.в}=\frac{415+465}{150+465}\approx 1{,}4.$$

Уменьшение коэффициента поддиапазона получилось очень значительным (1,4 против 2,77). Нижняя настройка гетеродина в этом примере принципиально невозможна, так как промежуточная частота выше частоты любого сигнала, а потому результатом вычитания $f_с-f_{пр}$ была бы отрицательная частота, что не имеет физического смысла.

Если взять в качестве примера средневолновой радиовещательный поддиапазон, для которого $f_{мин}=520$ *кгц*, а $f_{макс}=1\,600$ *кгц*, то

$$k_{сигн}=\frac{1\,600}{520}\approx 3{,}1.$$

При промежуточной частоте $f_{пр}=465$ *кгц* коэффициент поддиапазона контура гетеродина в случае верхней настройки будет

$$k_{гет.в}=\frac{1\,600+465}{520+465}\approx 2{,}1;$$

это заметно меньше, чем для контура сигнала. Если же выбрать нижнюю настройку, то для нее коэффициент поддиапазона окажется

$$k_{гет.н}=\frac{f_{макс}-f_{пр}}{f_{мин}-f_{пр}}=\frac{1\,600-465}{520-465}\approx 21.$$

Контур с таким коэффициентом поддиапазона просто неосуществим при настройке конденсатором из общего блока.

Итак, на длинных и средних волнах при типовом значении промежуточной частоты $f_{пр} = 465$ *кгц* нижняя настройка гетеродина не может выбираться. Иное дело на коротких и ультракоротких волнах, где нередко коэффициенты поддиапазонов сигнала бывают меньшими, чем на средних, а промежуточная частота мала в сравнении с частотами сигнала. В телевизионных приемниках гетеродины не имеют плавной сопряженной настройки, а потому все высказанные соображения к ним неприменимы; принципиально же выгоднее для них нижние значения настройки, так как чем ниже частота гетеродина, тем проще добиться стабильности его колебаний. Пусть, например, ведется прием первого канала телевидения на частоте $f_с = 53$ *Мгц*, а промежуточная частота составляет $f_{пр} = 31$ *Мгц*; тогда на нижней настройке гетеродин имел бы частоту $f_г = 53 - 31 = 22$ *Мгц*, а на верхней $f_г = 53 + 31 = 84$ *Мгц*. Однако для выбора настройки гетеродина на СВЧ могут быть свои дополнительные соображения.

Заключая параграф о сопряженной настройке, остановимся на определении допустимой величины погрешности сопряжения Δ (см. рис. 20). Будем изображать характеристики избирательности контуров частоты принимаемого сигнала и промежуточной частоты идеализированными графиками прямоугольной формы (рис. 21). Если взглянуть на характеристику избирательности по промежуточной частоте (рис. 21, *а*), то возникнет вполне правильная мысль: при погрешности сопряжения $\Delta \geqslant \Delta F_{пр}/2$ (где $\Delta F_{пр}$ — полоса пропускания по промежуточной частоте) принимать сигнал невозможно. Значит, казалось бы, что допустимая погрешность сопряжения лимитируется избирательностью по промежуточной частоте ($\Delta < \Delta F_{пр}/2$).

Но в большинстве супергетеродинных приемников погрешность сопряжения, даже превосходящая указанный предел, сама собой исправляется при настройке путем соответствующей расстройки контуров частоты сигнала. Этот факт требует пристального внимания.

Всю избирательную систему по частоте сигнала (входные цепи приемника и каскады усиления до преобразователя) назовем для сокращения преселектором (с латинского это слово переводится как устройство предварительной избирательности). Изобразим в общих осях идеализированные кривые избирательности преселектора и

промежуточной частоты (рис. 21, *б*). Такое совмещение обоих графиков допустимо, если по горизонтальной оси откладывается расстройка Δf по отношению к соответствующей номинальной частоте. Действительно, мы уже знаем, что изменение частоты сигнала на Δf влечет за собой изменение промежуточной частоты на ту же величину Δf. Кривая избирательности преселектора шире, нежели по промежуточной частоте, если сама частота сигнала выше промежуточной. Результирующая кривая избирательности приемника есть произведение соответствующих (в смысле расстройки) ординат обеих кривых. Для идеализированных графиков результирующая кривая точно совпадет с узкой кривой избирательности по промежуточной частоте (жирная линия): сигналы, лежащие справа и слева от этой кривой, после преобразования не попадают в полосу пропускания по промежуточной, так что общая полоса пропускания остается попрежнему $\Delta F_{пр}$. Если сигнал прошел через преселектор, но вследствие погрешности сопряжения он оказался расстроенным по промежуточной частоте на величину $\Delta > \Delta F_{пр}/2$ (рис. 21, *б*), то он не пройдет в полосу промежуточной и не будет принят.

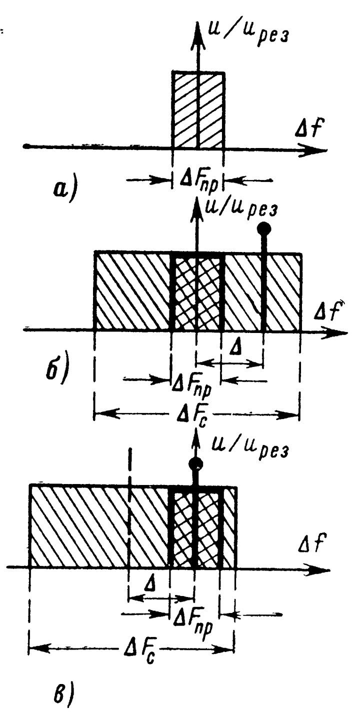


Рис. 21. Компенсация погрешности сопряжения путем расстройки.

а — избирательность по промежуточной частоте, *б* — общая избирательность и погрешность сопряжения; *в* — компенсация погрешности.

Но мы можем поступить так: изменим настройку приемника настолько, чтобы установить частоту гетеродина точно на нужное значение $f_г = f_с + f_{пр}$. Частота принимае-

мого сигнала при этом, конечно, не изменится, так как она задается передатчиком и от настройки приемника не зависит. Но из-за изменения емкости конденсаторов изменится настройка преселектора, т. е. кривая избирательности преселектора переместится по горизонтальной оси (рис. 21, *в*). Теперь преобразованная частота сигнала стала точно на середину полосы по промежуточной частоте, т. е. сигнал оказался принятым и погрешность сопряжения компенсированной.

Такая компенсация погрешности сопряжения возможна до тех пор, пока сама погрешность не превосходит величины $\Delta_{макс} \approx \frac{\Delta F_c}{2} - \frac{\Delta F_{пр}}{2}$ (как это можно понять из графика рис. 21, *в*); иначе сигнал не будет пропускаться преселектором. Но радиослушатель, настраивая приемник, не задумывается об этих соотношениях: он добивается максимальной слышимости и достигает этого, когда преобразованный сигнал окажется настроенным на промежуточную частоту.

Практически для коротковолновых диапазонов погрешность сопряжения может быть допущена до 10—20 *кгц*. Значительно строже это требование на длинноволновых диапазонах, где полоса пропускания преселектора близка к полосе по промежуточной; здесь погрешность сопряжения не должна быть больше 2—3 *кгц*, что и требует сопряжения в трех точках поддиапазона.

В справочниках по радиотехнике можно найти номограммы для выбора элементов сопрягаемых контуров. Однако после сборки приемника всегда требуется проверка и подгонка сопряжения. При подгонке желательно использовать сигнал-генератор. «Подгоняются» индуктивность катушек (сердечниками) и величины емкостей полупеременных подстроечных конденсаторов.

7. ПОБОЧНЫЕ КАНАЛЫ ПРИЕМА И СВИСТЫ

Оценивая достоинства и недостатки супергетеродинного метода радиоприема, мы упомянули о свойственных ему специфических видах помех. Теперь вполне уместно рассмотреть сущность и происхождение этих помех.

Посторонний передатчик создает, так сказать, естественную помеху радиоприему в том случае, если его частота столь близка к частоте принимаемого сигнала, что

его колебания проходят в полосу приемника. В случае супергетеродина колебание такой «естественной» помехи преобразуется по частоте вместе с колебанием сигнала и оказывается в полосе промежуточной частоты. Для борьбы с этими помехами основой является высокая избирательность по промежуточной частоте (необходимая полоса пропускания при большой прямоугольности характеристики).

Представим себе теперь станцию, которая передает на частоте, равной $f_{пр}$ нашего супергетеродина или близкой к ней. Если колебания такого радиосигнала пройдут через весь преселектор и будут воздействовать на сигнальный вход смесителя, то по отношению к ним смеситель будет служить усилителем промежуточной частоты (независимо от того, работает гетеродин или нет). Избирательность по промежуточной частоте против такой помехи не поможет. Канал прохождения этой помехи, называемый *каналом прямого прохождения,* должен быть подавлен в преселекторе. Иногда входное устройство супергетеродина дополняется поглощающим контуром («режекторным» фильтром), настраиваемым на промежуточную частоту данного приемника.

Характерно следующее обстоятельство: частота 465 *кгц*, выбираемая в большинстве радиовещательных приемников в качестве промежуточной, лежит в участке частот, запрещенном для радиовещания по международным соглашениям (участок 415—520 *кгц*). Следовательно, вероятность наличия помехи по каналу прямого прохождения тем самым уменьшается. Вообще эта помеха не является из побочных помех наиболее угрожающей.

Значительно серьезней оказывается угроза мешающих воздействий по побочному каналу, который называется *симметричным каналом супергетеродина* (или зеркальным каналом).

Мы знаем, что колебания промежуточной частоты возникают при одновременном воздействии на смеситель двух колебаний, удовлетворяющих условию $f_г - f_с = f_{пр}$, если выбрана верхняя настройка гетеродина. Но может работать какой-либо передатчик на частоте $f_з$, вовсе не равной частоте сигнала, а удовлетворяющей соотношению $f_з - f_г = f_{пр}$. Взаимное расположение $f_г$, $f_с$ и $f_з$ показано на графике на рис. 22, *а*. Если колебание частоты $f_з$, проникнув через преселектор, будет воздействовать на сиг-

нальный вход смесителя при одновременной работе гетеродина, то после преобразования будет получено колебание той же промежуточной частоты, какую образует и принимаемая станция. Значит, станция на частоте $f_з$ (или близкой к ней) создает специфическую помеху, и канал этой помехи (из-за симметричного расположения с каналом сигнала относительно частоты гетеродина —

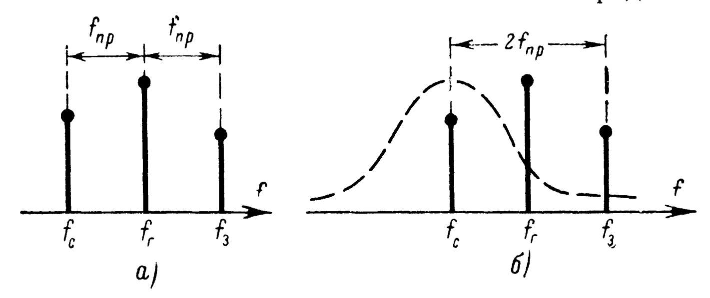


Рис. 22. Помеха по симметричному каналу.

а — расположение частот сигнала и помехи; *б* — подавление симметричной помехи в преселекторе

рис. 22, *а*) называется симметричным (или зеркальным) каналом.

Точно так же, как для канала прямого прохождения, для симметричного канала избирательность по промежуточной частоте не является средством подавления (поскольку симметричная помеха после преобразования дает колебание, проходящее в полосу промежуточной частоты на равных правах с преобразованным полезным сигналом).

Ослабление помех по симметричному каналу выполняется преселектором: резонансные системы входного устройства и каскадов усиления высокой частоты должны ослаблять сигнал мешающей станции, не пропуская его к преобразователю частоты. На рис. 22, *б* пунктиром изображена примерная характеристика избирательности преселектора. Из ее рассмотрения можно установить, что симметричная помеха ослабится во столько раз, во сколько ордината этой характеристики при расстройке на $2f_{гр}$ меньше резонансной ординаты: ведь частотный разнос между сигналом и симметричной помехой равен $2f_{пр}$. Успех борьбы с помехами по симметричному каналу опре-

делится, следовательно, не только свойствами преселектора, но и выбором промежуточной частоты. Подавление симметричной помехи — значительно более сложная задача, нежели подавление канала прямого прохождения, так как частота симметричной помехи не является постоянной, а изменяется вместе с перестройкой приемника соответственно условию $f_з = f_с + 2f_{пр}$. Следовательно, включить подавляющий фильтр с постоянной настройкой на эту помеху нельзя. При перестройке приемника будут в качестве симметричных помех поочередно воздействовать разные станции.

Итак, мы установили, что канал прямого прохождения и симметричный канал дают пути для воздействия побочных помех в супергетеродине и что подавление этих помех возлагается на преселектор. Однако эти два канала — не единственные пути проникновения побочных помех. Возможно образование побочных каналов в результате взаимодействия колебаний с удвоенными частотами сигнала и гетеродина или их более высоких гармоник. Но мешающее действие по таким побочным каналам проявляется гораздо слабее, чем по симметричному, благодаря относительно малым амплитудам высших гармоник.

Вторым видом специфических помех, которые могут наблюдаться только в супергетеродинном приемнике и обусловлены преобразованием частоты, являются «свисты». Вообще говоря, свист может прослушиваться в любом слуховом приемнике, если на него одновременно воздействуют колебания сигнала и помехи, разность частот которых $F = f_1 - f_2$ лежит в звуковом диапазоне. Действительно, при совместном воздействии на детектор этих колебаний создается колебание звуковой частоты F, воспринимаемое как непрерывный мешающий тон в громкоговорителе. Изменение этого тона, которое и называют свистом, возможно лишь в том случае, если частота f_1 или f_2 изменяется из-за нестабильности передающих радиостанций. Получить изменение тона F (просвистывание) путем перестройки приемника в этом случае нельзя.

Но в супергетеродинном приемнике может прослушиваться тон частоты F *и без воздействия мешающей станции*, причем этот тон способен менять свою высоту (просвистывать) при малой перестройке приемника. Это явление объясняется воздействием на детектор двух колебаний тракта промежуточной частоты, одно из которых

получено путем нормального преобразования сигнала, а другое оказывается ненормальным, паразитным.

Самым простым примером возникновения свиста может быть случай воздействия паразитного колебания по знакомому нам каналу прямого прохождения. Такой пример мы и рассмотрим. Допустим, что приемник имеет номинальную промежуточную частоту $f_{пр} = 1\,000$ *кгц*, а диапазон частот сигнала либо охватывает эту же частоту, либо подходит к ней очень близко. Пусть принимается сигнал на частоте $f_с = 1\,002$ *кгц*. Частота гетеродина должна быть в этом случае $f_г = f_с + f_{пр} = 2\,002$ *кгц*.

На выходе нашего преобразователя нормальное колебание будет иметь частоту $f_{пр} = 1\,000$ *кгц*; но по каналу прямого прохождения до детектора дойдет и сигнал с частотой $f_с = 1\,002$ *кгц*, попавший в полосу пропускания промежуточной частоты. В результате детектирования появится колебание разностной частоты $F = f_с - f_{пр} = 1\,002 - 1\,000 = 2$ *кгц*, прослушиваемое как высокий тон в громкоговорителе. Еще раз подчеркнем, что тот тон возник без участия мешающей радиостанции. Если повернуть хоть очень немного ручку настройки, то, конечно, частота сигнала $f_с = 1\,002$ *кгц* не изменится; однако частота гетеродина изменится и получит, например, значение $f'_г = 2\,003$ *кгц*. В итоге нормальная промежуточная частота отклонится от номинала и окажется $f'_{пр} = 2\,003 - 1\,002 = 1\,001$ *кгц*, а после детектирования будет прослушиваться тон $F' = 1\,002 - 1\,001 = 1$ *кгц*. В процессе же перестройки мы услышим «просвистывание» в виде понижения тона от 2 до 1 *кгц*.

Этот пример лишний раз говорит о том, что не следует выбирать значение промежуточной частоты в пределах принимаемого диапазона частот сигналов и даже близким к границе этого диапазона. Тогда паразитное воздействие сигнала по каналу прямого прохождения не будет создавать при взаимодействии с колебанием нормальной промежуточной частоты эффекта слышимого тона, изменяющегося при перестройке подобно графику на рис. 6 и «поражающего» участок (почти точку) на шкале приемника.

Следует сказать, что точка на шкале, пораженная свистом, может быть и не вблизи канала прямого прохождения; она появится, если ненормальное колебание в полосе промежуточной частоты будет образовано взаимодейст-

вием в смесителе колебаний удвоенных частот сигнала и гетеродина или более высоких гармоник. Но такие точки, пораженные свистами, обнаруживаются лишь при неудачно выбранном режиме преобразователя — при чрезмерно больших амплитудах гетеродинирующего напряжения и напряжения сигнала на входе смесителя. При уменьшении этих амплитуд свист ослабляется.

В телевизионных приемниках, имеющих широкую полосу пропускания по промежуточной частоте, частота F может и не быть в звуковом диапазоне, но она способна создавать помеху изображению.

8. О ВЫБОРЕ ЗНАЧЕНИЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Изучив подробно свойства преобразователей частоты, мы должны будем дополнить основное требование к промежуточной частоте (т. е. получение заданной полосы пропускания при нормальной добротности контуров) некоторыми другими соображениями, позволяющими уточнить выбор значения промежуточной частоты (конечно, в пределах ее соответствия основному требованию). Действительно, само понятие «нормальная добротность» обычно относят к контурам, имеющим значение $Q_э$, грубо говоря, от 60 до 120 и даже в более широких пределах. Кроме того, при усилении по промежуточной частоте с помощью полосовых фильтров полоса пропускания может изменяться выбором величины связи между контурами. Это дает известный простор в выборе промежуточной частоты при выполнении основного требования.

Если вспомнить выражение коэффициента усиления полосового каскада промежуточной частоты при критической связи контуров

$$K \approx \frac{S}{2} Z_{к.рез},$$

то можно утверждать, что выгодно брать (в пределах получения нужной полосы) низкие значения $f_{пр}$, для которых при данной емкости и добротности величина резонансного сопротивления контура

$$Z_{к.рез} = \frac{1}{2\pi f_{пр} C} Q_э$$

будет больше, нежели для высоких значений.

Если задана величина усиления K на каскад, то при

низком значении промежуточной частоты имеется возможность взять контур пониженной добротности, т. е. более дешевый. С этой точки зрения, казалось бы, для радиовещательных приемников выгодно выбирать промежуточную частоту ниже самой низкой частоты принимаемого диапазона, т. е. ниже 150 *кгц*. Действительно, на начальной стадии развития радиовещательных супергетеродинов было принято значение промежуточной частоты 110 *кгц*.

Но более глубокая разработка теории преобразования частоты привела к несколько иным выводам. Мы видели на рис. 22, *б*, что на «расстоянии», равном $2f_{пр}$ от частоты сигнала, располагается канал симметричной помехи. Если расстройка на величину $2f_{пр}$ для частоты сигнала является незначительной (скажем, сравнимой с полосой пропускания преселектора), то колебания симметричной помехи будут подавляться недостаточно. Иначе говоря, при низком значении промежуточной частоты приходится предъявлять строгие требования к избирательности входных цепей и усилителя высокой частоты, т. е. иметь большое число контуров преселекции. Блок с большим числом переменных конденсаторов очень усложняет приемник и его налаживание. При недостаточном же подавлении симметричного канала увеличивается вероятность действия помех. Таким образом, с точки зрения высокочастотного тракта выгодно выбрать повышенное значение промежуточной частоты.

Противоречивые требования удовлетворяются наилучшим образом, если промежуточную частоту выбрать в разрыве радиовещательного диапазона, что и указывалось выше ($f_{пр} \approx 465$ *кгц*). Это значение промежуточной частоты выбирается и для приемников, имеющих коротковолновые диапазоны. Разумеется, чем короче волны поддиапазона, тем хуже условия подавления помех по симметричному каналу благодаря более широкой полосе пропускания преселектора.

Все сказанное выше относится к приему радиовещательных станций с амплитудной модуляцией. Радиовещание на ультракоротких волнах, как мы знаем, требует большей полосы пропускания, а потому для диапазонов УКВ радиовещательных приемников выбирается промежуточная частота 8,4 *Мгц*. В телевизионных же приемниках, где полоса пропускания видеосигналов по промежу-

точной частоте должна быть примерно 7 *Мгц*, значение промежуточной частоты может быть, например, 38 *Мгц* (это соответствует длине волны $\lambda \approx 7{,}9$ *м*, т. е. волне ультракороткой).

В связи с задачей выбора промежуточной частоты мы разъяснили необходимость иметь достаточную избирательность не только по промежуточной, но и по высокой частоте. При этом распределяется между каскадами высокой и промежуточной частоты также и усиление. Довольно очевидно, что основное усиление выгодно возложить на каскады промежуточной частоты. Ведь в этих каскадах величина усиления не изменяется при перестройках и паразитные обратные связи меньше угрожают устойчивости усиления благодаря понижению частоты по сравнению с частотой сигнала.

Но в хорошем супергетеродине необходимо и усиление по высокой частоте. Во-первых, слишком большое усиление по промежуточной частоте неблагоприятно отражается на устойчивости работы каскадов, так как соответственно усиливается и воздействие с выхода на вход по любому пути паразитной обратной связи. Распределяя же общее необходимое усиление между каскадами разных частот (высокой и промежуточной), мы облегчаем возможность получить хорошую устойчивость работы каскадов. Во-вторых, преобразователь частоты характеризуется повышенным уровнем собственных шумов по сравнению с усилительными каскадами, так как в создании шумовых процессов участвуют электронные потоки смесителя и гетеродина; поэтому выгодно усилить предварительно сигнал по высокой частоте, чтобы его мощность превосходила величину мощности шумов преобразователя частоты.

Шумовые свойства преобразователя частоты приобретают особенно важную роль на сверхвысоких частотах, где внутренние шумы являются главным видом помех; в радиовещательных же диапазонах главный вид помех — сигналы посторонних передатчиков, по сравнению с которыми внутренние шумы оказываются менее заметными. Поэтому можно сказать, что радиослушательский приемник длинных, средних и коротких волн нуждается прежде всего в хорошей избирательности по высокой частоте, а приемники ультракоротких волн — в достаточном усилении по высокой частоте.

9. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ЛАМПОВЫХ ПРИЕМНИКОВ

Для того чтобы дать общие иллюстрации всему сказанному выше о преобразовании частоты с помощью специальных многоэлектродных ламп, опишем две схемы

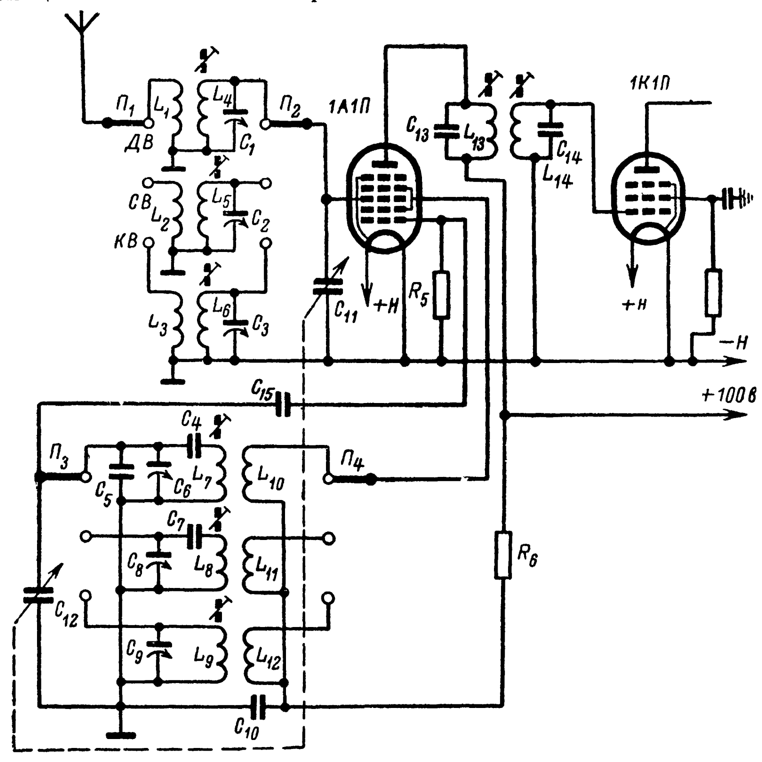


Рис. 23. Преобразователь частоты супергетеродина с гептодом батарейного питания.

преобразователей, применяемых в батарейных приемниках радиолюбительской разработки (рис. 23).

Приемник является супергетеродинным без усиления высокой частоты, с преобразователем частоты на гептоде 1А1П прямого накала и с усилением промежуточной частоты на пентоде 1К1П. Предназначается приемник для

работы в диапазонах длинных (150—415 *Кгц*), средних (520—1 600 *Кгц*) и коротких (4,5—12 *Мгц*) волн. Диапазоны сменяются одновременным переключением катушек с помощью комбинированного переключателя $П_1$, $П_2$, $П_3$, $П_4$ (на рисунке показана установка на диапазон длинных волн). Плавная настройка осуществляется блоком переменных конденсаторов C_{11}, C_{12}.

Входное устройство приемника выполнено по схеме с индуктивной связью между цепью антенны и колебательным контуром. При смене диапазонов сменяются и катушки контура L_4, L_5, L_6 и катушки цепи антенны L_1, L_2, L_3. Поскольку в составе преселектора имеется лишь один резонансный контур, мы должны ожидать в этом приемнике, особенно в его коротковолновом диапазоне, невысокую степень подавления помех по симметричному каналу. Подстроечные конденсаторы C_1, C_2, C_3 и подвижные сердечники катушек L_4, L_5, L_6 позволяют уточнить границы диапазонов контура.

Преобразователь частоты осуществляет двухсеточное преобразование, причем гептод выполняет фракции смесителя и гетеродина. Колебательный контур гетеродина включен в цепь первой сетки гептода (как было показано и на рис. 17), но обратная связь выполнена по индуктивной схеме, причем катушки обратной связи L_{10}, L_{11}, L_{12} включаются в цепь экранирующих сеток, сменяя друг друга при смене диапазонов. Обратная связь осуществляется индуктивным воздействием переменной слагающей тока экранирующих сеток; эта составляющая тока замыкается далее на катод через конденсатор C_{10}. Режим экранирующих сеток устанавливается выбором величины сопротивления гасящего резистора R_6.

Колебательный контур гетеродина состоит из катушек L_7, L_8 или L_9 и переменного конденсатора C_{12}. Кроме того, в диапазоне длинных волн сопряженная настройка в трех точках диапазона выполняется с помощью параллельных конденсаторов C_5, C_6 и последовательного C_4. В диапазоне средних волн сопряжение в трех точках устанавливается конденсаторами C_8 и C_7. В коротковолновом диапазоне, где по известным нам причинам допускается бо́льшая погрешность сопряжения, включен лишь параллельный конденсатор C_9, и настройка сопрягается точно с настройкой входного контура только в двух точках диапазона. Конденсатор C_{15} преграждает путь по-

стоянному току первой сетки в катушку контура, и этот ток проходит через резистор утечки R_5, устанавливая отрицательное смещение на сетке гетеродина.

В анодную цепь гептода включен фильтр промежуточной частоты $C_{13}L_{13}$ и $C_{14}L_{14}$ (465 *кгц*), с которого напряжение подводится к входу последующего усилительного каскада с пентодом 1К1П.

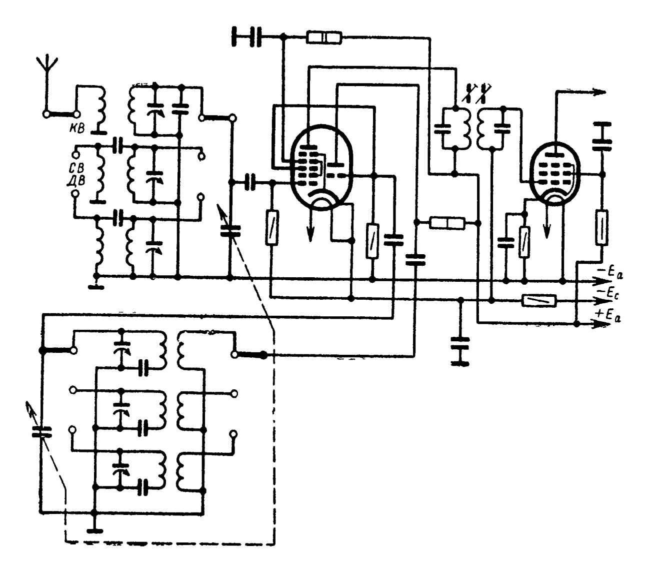


Рис. 24. Преобразователь частоты супергетеродина с триод-гептодом и сетевым питанием.

Теперь рассмотрим рис. 24. На нем изображена схема входного устройства и преобразователя частоты радиолюбительского приемника с питанием от сети. По существу эта схема подобна предыдущей. Отличия состоят в первую очередь в том, что вместо гептода прямого накала мы видим здесь триод-гептод подогревного типа; его левая (гептодная) часть выполняет функции смесителя, а правая (триодная) — функции гетеродина с контуром в цепи сетки и с индуктивной обратной связью от цепи анода. Более мелкие особенности данной схемы по сравнению с предыдущей заключаются в применении индуктивно-емкостной связи входного контура с антенной

на средних и длинных волнах (чем обеспечивается большее постоянство коэффициентов передачи входного устройства в пределах каждого из этих диапазонов), а также в сопряжении настройки на трех точках для всех диапазонов гетеродина.

Простые ламповые радиолюбительские приемники, входное устройство и преобразователь частоты которых подобны описанным нами, обычно характеризуются невысокой чувствительностью (примерно 300—400 *мкв*). При такой чувствительности принимают в основном мощные (или же ближние) радиостанции, а потому вероятность воздействия помех по симметричному каналу не очень велика.

ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

10. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Необходимость и целесообразность применения полупроводниковых приборов в роли преобразователей частоты диктуется теми же общими соображениями, которые говорят в пользу замены радиоламп транзисторами во всех каскадах приемников, в том числе — и радиолюбительских приемников.

Первое достоинство транзисторов — их малые размеры. Достаточно указать, что собственно кристалл плоскостного транзистора, развивающего ту же выходную мощность, что и лампа пальчиковой серии, составляет только 1 *мм*^{3}. Это достоинство особенно важно для переносных миниатюрных приемников. Сюда же прибавляется и отсутствие у транзистора цепи накала, благодаря чему уменьшается мощность, т. е. вес и габариты источников питания. Очень важен для радиослушателей большой срок службы транзисторов; уже сейчас можно считать, что в среднем срок службы полупроводникового усилительного прибора в десятки раз превосходит среднюю долговечность усилительной лампы. Наконец, выгодна механическая прочность и вибростойкость транзисторов.

В некоторых отношениях транзисторы уступают электронным лампам. Требуется, например, продолжать усовершенствование технологии и конструкций транзисторов

для увеличения верхней границы частот, на которых они способны осуществлять усиление и генерацию колебаний. Транзисторные преобразователи частоты успешно работают в диапазонах длинных, средних, коротких и метровых волн, тогда как на более высоких частотах применяются преобразователи на полупроводниковых диодах (коэффициент передачи которых всегда меньше единицы). Далее, параметры транзисторов одного и того же типа имеют значительный разброс по сравнению с параметрами ламп, вследствие чего ухудшены возможности и результаты замены неисправного транзистора. Очень сильное влияние на величины параметров полупроводниковых приборов оказывают изменения температуры; впрочем, это отрицательное свойство не очень существенно для комнатных радиослушательских приемников, работающих при небольших колебаниях температуры внешней среды. Значителен уровень собственных шумов транзистора, особенно в режиме преобразования частоты. Наконец, невыгодным свойством транзисторов оказываются сравнительно малые значения их входных сопротивлений, приводящие к расходу мощности во входных цепях, к уменьшению коэффициентов передачи каскадов и к необходимости увеличивать общее число каскадов транзисторного приемника по сравнению с ламповым.

Но несмотря на указанные недостатки, тразистор занял прочное положение в радиолюбительских приемниках и находит применение в телевизионной аппаратуре, вследствие чего необходимо уделить серьезное внимание транзисторным преобразователям частоты.

Плоскостные транзисторы включаются аналогично односеточным ламповым преобразователям частоты; в цепи базы-эмиттера действуют колебания сигнала и гетеродина, а в цепи коллектора на зажимах колебательного контура выделяется выходное напряжение промежуточной частоты. Рассмотрим примерную принципиальную схему такого преобразователя на транзисторах *p-n-p* типа (рис. 25).

Напряжение сигнала u_c, получаемое от антенны или предыдущего усилительного каскада, приложено к катушке L_1, которая наводит колебания в контуре L_2C_1, настроенном на частоту сигнала. Контур имеет неполную связь с базой транзистора-смесителя, что целесообразно ввиду недостаточно большого входного со-

противления транзистора в схеме с общим эмиттером. Цепь из резисторов R_1 и R_2 определяет начальное напряжение на базе относительно общего эмиттера.

Напряжение гетеродина $u_г$ наводится в катушке L_4, связанной с контуром гетеродина и включенной в цепь эмиттера смесителя. В ту же цепь включен резистор R_3

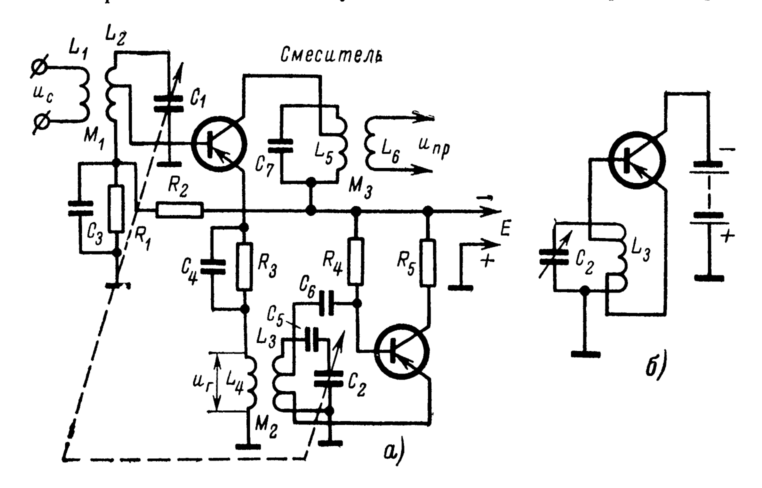


Рис. 25. Транзисторный преобразователь частоты с отдельным гетеродином.

а — принципиальная схема; *б* — упрощенная схема гетеродина.

для температурной стабилизации режима смесителя. В цепь коллектора включен контур промежуточной частоты C_7L_5; коллектор подключен к части витков катушки L_5 с тем, чтобы согласовать выходное сопротивление транзистора с резонансным сопротивлением. Катушка L_6 связывает контур промежуточной частоты со следующим каскадом. Заметим, что в радиолюбительских транзисторных приемниках чаще всего удовлетворяются одноконтурными каскадами промежуточной частоты; разумеется, двухконтурный фильтр позволит получить более высокую избирательность по соседнему каналу, но подбор выгодных связей двух контуров между собой и с цепями транзисторов при налаживании приемника представляет для радиолюбителя известные трудности.

Для гетеродина применен отдельный транзистор, к которому колебательный контур L_3C_2 подключен по трехто-

чечной схеме (рис. 25, *б*). Гетеродин работает в схеме с общим коллектором; резистор R_5 в цепи коллектора препятствует возникновению паразитных колебаний и предохраняет коллектор от повреждения при случайных импульсах тока в цепи базы. Резистор R_4 устанавливает режим питания базы, а конденсатор C_6 служит разделительным. Наконец, конденсатор C_5 включается для сопряжения контуров сигнала и гетеродина в двух точках диапазона.

В чем же заключаются основные особенности работы транзисторного преобразователя частоты по сравнению с односеточным ламповым преобразователем?

В ламповом односеточном смесителе (см. рис. 13) устанавливалось исходное отрицательное смещение, вследствие чего работа происходила без тока в цепи управляющей сетки. Иначе говоря, такой смеситель обладал очень большим входным сопротивлением, а его наивыгоднейшая работа соответствовала амплитудам гетеродинирующего напряжения в несколько вольт.

Транзисторный смеситель работает при наличии тока (постоянного и переменного) во входной цепи (цепи базы). Этим определяется сравнительно небольшое значение входного сопротивления, и для того чтобы создать выгодные амплитуды тока базы (сотые или десятые доли миллиампера), гетеродин должен навести в катушке L_4 значительно меньше одного вольта (примерно десятые доли вольта). Этим обстоятельством определяется выбор величины взаимоиндукции M_2 между катушками L_3 и L_4.

Далее, в ламповом односеточном смесителе мы не считались с воздействием напряжения промежуточной частоты на вход: контур (фильтр) промежуточной частоты включался в анодную цепь, которая (в пренебрежении малой емкостью анод-сетка) не имела обратной связи с цепью сетки. В транзисторном же смесителе напряжение промежуточной частоты с участка контура L_5C_7, включенного в цепь коллектора, воздействует при общем эмиттере на базу совместно с напряжением гетеродина, введенным в цепь эмиттера. Благодаря нелинейности характеристики тока базы в ее цепи при взаимодействии колебаний, имеющих частоты $f_г$ и $f_{пр}$, *возникает колебание разностной частоты* $f=f_г-f_{пр}=f_c$, *т. е. колебание частоты сигнала.* Такой процесс называется *обратным преобразованием частоты.*

Ток частоты сигнала, возникающий в результате обратного преобразования, создает дополнительное напряжение частоты сигнала на том участке входного контура L_2C_1, который включен в цепь базы. Благодаря этому явлению расчет коэффициента передачи транзисторного смесителя оказывается более сложным, нежели лампового. При очень грубом приближении можно считать, что

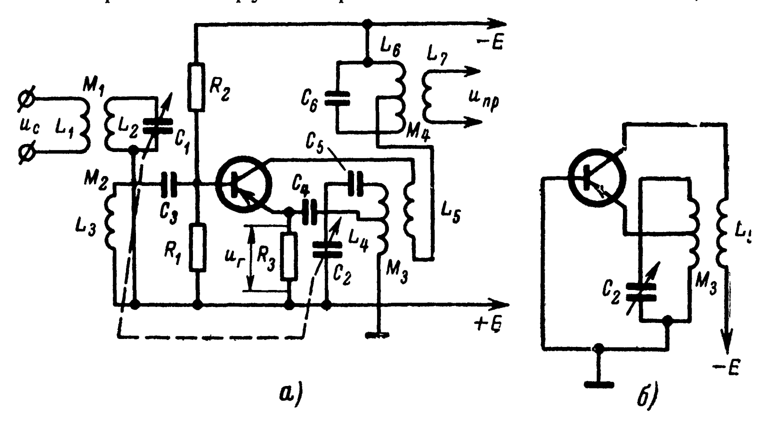


Рис. 26. Транзисторный преобразователь частоты с совмещенным гетеродином.

а — принципиальная схема; *б* — упрощенная схема гетеродина.

коэффициент передачи смесительного транзистора в 2—3 раза меньше, нежели коэффициент передачи того же транзистора в роли усилителя промежуточной частоты.

Во многих радиолюбительских приемниках с целью уменьшения необходимого числа транзисторов возлагают функции смесителя и гетеродина на один и тот же прибор. Заметим сразу же, что такой объединенный транзисторный преобразователь более сложен в расчете и налаживании, менее устойчив в работе и имеет худший коэффициент передачи, нежели преобразователь с отдельным гетеродином. Эффект «обратного преобразования частоты» в таких преобразователях особенно сильно влияет на коэффициент передачи.

Принципиальная схема транзисторного преобразователя частоты с совмещенным гетеродином изображается на рис. 26, *а*. Рассмотрим детали этой схемы.

Входная цепь преобразователя отличается от входной цепи предыдущей схемы, но это отличие не принципиально. Только для того чтобы показать варианты, применимые и в том, и в другом случаях, на нашем рисунке пред-

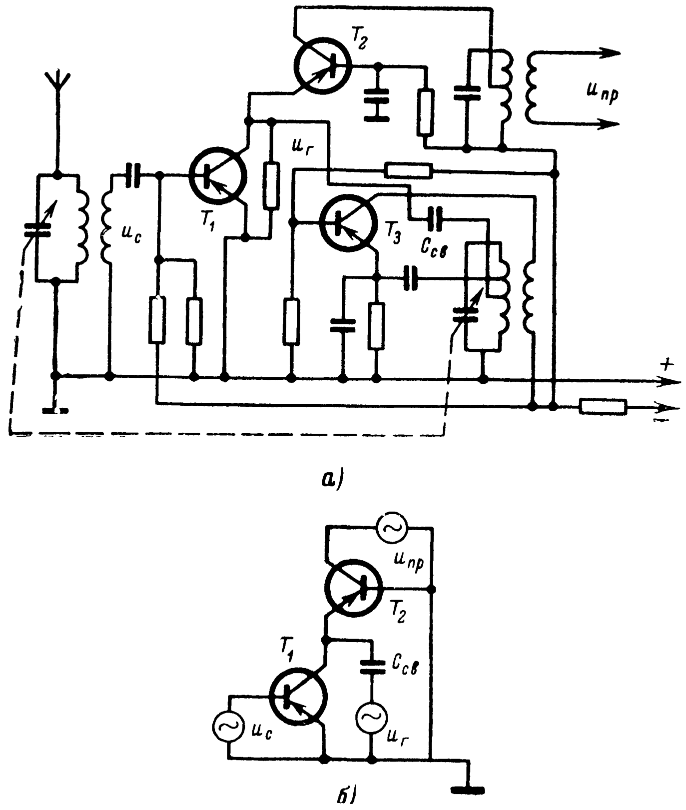


Рис. 27. Каскодный преобразователь с отдельным гетеродином.

а — схема; *б* — упрощенная схема по переменному напряжению

ставлена индуктивная связь контура сигнала L_2C_1 с цепью базы через катушку L_3. Назначение резисторов R_1 и R_2 то же, что и в предыдущей схеме. Контур промежуточной частоты L_6 C_6 по-прежнему имеет неполное включение в цепь коллектора. Но тот же транзистор выполняет и функции активного прибора для гетеродина. Контур гете-

родина L_4C_2 включен неполностью в цепь эмиттера (схема гетеродина с общей базой), а обратная связь цепи коллектора с контуром является индуктивной — через катушку L_5. Если для колебаний частоты гетеродина пренебречь сопротивлениями катушки L_3 и конденсатора C_6, то эквивалентная схема гетеродина приобретает вид, представленный на рис. 26, *б*. Наконец, конденсатор C_5 в принципиальной схеме включен для сопряжения контуров сигнала и гетеродина в двух точках диапазона.

Усовершенствовать транзисторный преобразователь частоты можно ослаблением обратной внутренней связи между контуром промежуточной частоты и входной цепью, т. е. устранением или уменьшением эффекта обратного преобразования частоты. Это достигается в так называемой *каскóдной схеме* (рис. 27, *а*). Здесь каскад на транзисторе T_1 включен как усилитель с общим эмиттером, а каскад на транзисторе T_2 — с общей базой. Транзистор T_3 работает в схеме гетеродина, контур которого через конденсатор $C_{св}$ позволяет снять напряжение $u_г$ на смеситель.

Эквивалентная схема смесителя для переменных составляющих токов изображена на рис. 27, *б*. Контур промежуточной частоты, являющийся источником напряжения $u_{пр}$, отделен от источника сигнала $u_с$, т. е. внутренняя обратная связь действительно ослабляется.

Возникает вопрос: на какой же нелинейной характеристике транзистора происходит преобразование частоты? Следует ответить, что преобразование может осуществляться на линейностях как входных, так и выходных характеристик, а ток промежуточной частоты в цепи коллектора T_2 представляет собой результат преобразований.

Каскодные схемы могут иметь достаточно много вариантов; в частности, они иногда содержат и совмещенный гетеродин. На рис. 28 приведена одна из таких схем. В роли гетеродина работает входной транзистор, а между ним и выходным транзистором включен согласующий высокочастотный трансформатор *Тр*, пропускающий колебания сигнала, гетеродина и промежуточной частоты (поскольку ток этой частоты образовался во входном транзисторе).

Преобразователи, имеющие каскодные схемы, сравнительно редко применяются в миниатюрных радиолюби-

тельских приемниках, так как лишний транзистор нежелателен. Но в заводских конструкциях радиовещательных приемников эти схемы встречаются довольно часто и работают хорошо.

Основываясь на рассмотренных схемах транзисторных преобразователей частоты, мы сможем ознакомиться

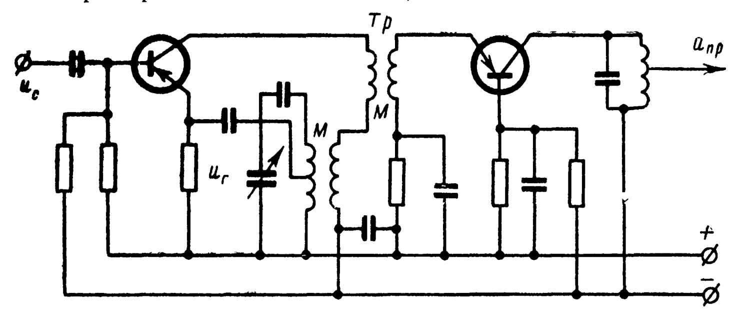


Рис. 28 Каскодный преобразователь с совмещенным гетеродином.

и с практическими применениями преобразователей в радиолюбительских приемниках супергетеродинного типа, не претендуя, разумеется, на детальные описания приемников в целом.

11. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИХ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Рассмотрим очень простой приемник на четырех транзисторах (рис. 29). Это — супергетеродин, имеющий преобразователь с совмещенным гетеродином. Работает приемник в одном диапазоне (например, средневолновом). Входное устройство предназначено для работы с двумя видами антенн — проволочной и магнитной. Проволочная (например, наружная) антенна *А* включается через конденсатор емкостью 30 *пф*. Магнитная антенна *МА* представляет собой катушку L_1, навитую на картонный каркас, надеваемый на стержень из феррита. На тот же стержень надета катушка L_2, связывающая резонансный контур $L_1C_1C_2$ с входной цепью преобразователя частоты (транзистор T_1).

Гетеродинный контур преобразователя $L_3C_5C_6C_7$, сопрягаемый с контуром сигнала в трех точках диапазона,

включен в цепь базы-эмиттера и имеет обратную связь с цепью коллектора через катушку L_4; сердечник катушек L_3 и L_4 является общим и позволяет осуществлять подбор индуктивностей и связи при налаживании приемника.

Контур промежуточной частоты (465 *кгц*) состоит из катушки L_5 и конденсатора C_9 и связан индуктивно через катушку L_6 с входной цепью каскада усиления на той же

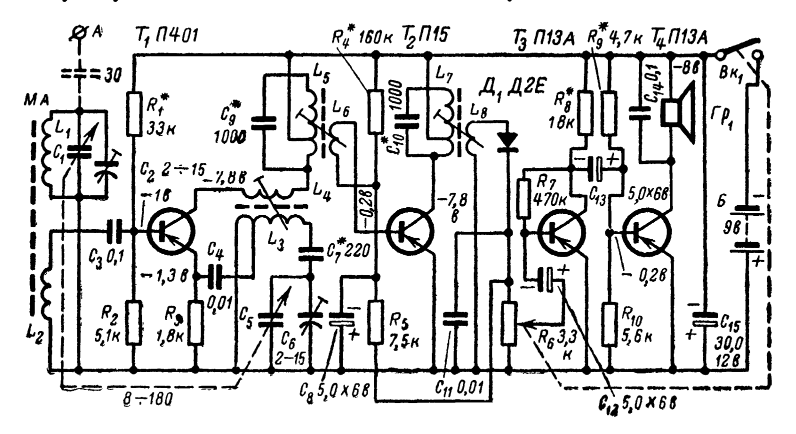


Рис. 29. Схема малогабаритного супергетеродина на четырех транзисторах.

частоте (контур L_7C_{10}, транзистор T_2). Катушка L_8 связывает усилитель промежуточной частоты с диодным детектором $Д_1$. Нагрузкой детекторной цепи служит регулятор громкости R_6, который сопряжен с выключателем $Вк_1$ питающей батареи. Каскад усиления низкой частоты на резисторах (транзистор T_3) работает на выходной каскад (транзистор T_4), нагруженный громкоговорителем $Гр_1$.

Величины сопротивлений и конденсаторов показаны на схеме. Данные катушек вычисляются в соответствии с диапазоном частот, габаритами каркасов и типами сердечников.

В качестве примера супергетеродина, имеющего преобразователь частоты с отдельным гетеродином, приводим схему радиолюбительского малогабаритного приемника (рис. 30). В ней весь тракт подобен тракту приемника предыдущего рисунка, кроме гетеродина на транзисторе T_2, связанного индуктивно (катушкой L_3) с эмиттерной

цепью смесителя. Контур гетеродина точно сопрягается с контуром сигнала в двух точках диапазона.

Следует упомянуть также о возможности выполнения преобразователя частоты с использованием туннельных диодов в роли активных элементов.

Туннельный диод представляет собой полупроводниковый прибор особой конструкции — диод с резко увели-

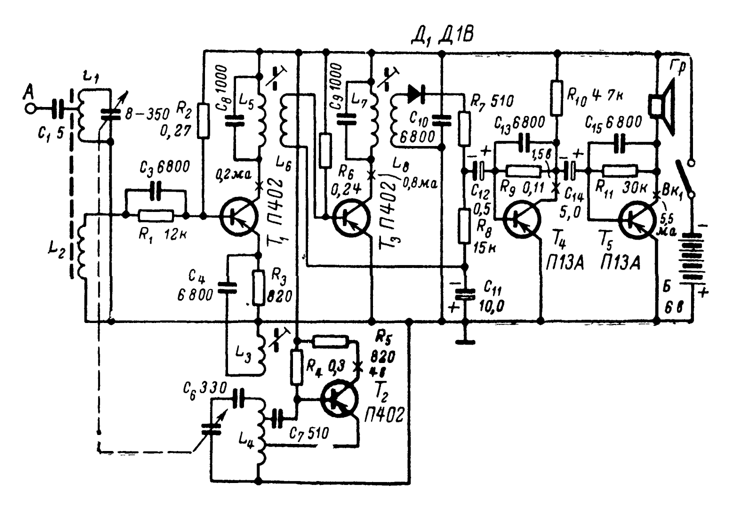


Рис 30. Схема супергетеродина с отдельным гетеродином.

ченным содержанием примесей и благодаря этому с резко уменьшенной шириной электронно-дырочного перехода.

Не повторяя принципа действия туннельного диода, напомним лишь, что он в определенном режиме приобретает свойства «отрицательного сопротивления», т. е. способность преобразовывать энергию «смещающего» источника постоянного тока в энергию колебаний высокой (и даже сверхвысокой) частоты. Присоединяя туннельный диод к участку катушки колебательного контура, получаем возможность либо усиливать подводимые к контуру колебания, либо достигнуть генерации колебаний на частоте, свойственной контуру.

Возможный вариант схемы входного устройства усилительного каскада на частоте сигнала и преобразователя частоты с применением туннельных диодов приведен

на рис. 31. Диод $Д_1$ работает в составе резонансного усилителя на частоте принимаемого сигнала, а диод $Д_2$ — в составе гетеродина. Колебания сигнала и гетеродина воздействуют совместно на диодный смеситель $Д_{см}$, который нагружен контуром промежуточной частоты.

В настоящее время туннельные диоды лишь начинают находить себе применение в радиоприемниках. Но они

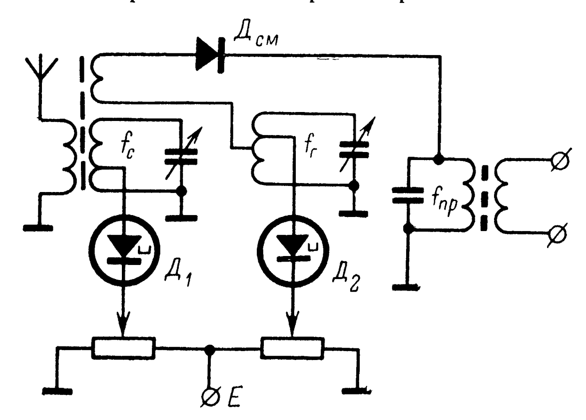


Рис. 31. Схема с туннельными диодами.

имеют некоторые перспективы использования в аппаратуре сверхвысоких частот благодаря своим малым габаритам, ограниченному потреблению тока и высокой граничной частоте.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ЧАСТОТЫ ПРИЕМНИКОВ ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ТИПА

12. ВЫБОР ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Типы преобразователей для приемников сверхвысоких частот определяются в первую очередь возрастающим влиянием собственных шумов и увеличением внутренних емкостных и активных проводимостей электронных приборов.

О собственных шумах электронных приборов мы уже упоминали. Дополним эти сведения. При неизменном накале и постоянном анодном напряжении электронной лампы анодный ток не строго постоянен: наблюдаются беспорядочные изменения величины тока, потому что за одинаковые малые промежутки времени на анод попадает не одинаковое число электронов. Такие же беспорядочные изменения (флуктуации) тока происходят и в цепях других электродов. Усиленные вместе с сигналом, флуктуации становятся помехой радиоприему; эта помеха при слуховом приеме проявляет себя в виде шума. Естественно, что в наибольшее число раз усиливается мощность шумов первого каскада приемника; чем дальше находится каскад от входа, тем менее опасны его шумы. Кроме того, мощность шумов пропорциональна ширине полосы пропускания приемника, так как флуктуации создают колебания на всех радиочастотах, и чем шире полоса пропускания, тем бо́льшую мощность несут проникающие в нее флуктуационные колебания. Наконец, мощность шумов увеличивается с увеличением числа электродов лампы, так как в создании шума участвуют флуктуации распределения токов между электродами. Если же каскад является преобразователем частоты, то создаваемые им шумы дополняются флуктуациями токов гетеродина.

Мы учитывали, что в приемниках длинных, средних и коротких волн при обычной радиотелефонной полосе пропускания и при обычной чувствительности внутренние шумы оказываются менее опасными, нежели внешние помехи. На сверхвысоких частотах дело обстоит иначе. Во-первых, такие виды внешних помех, как атмосферные разряды и сигналы радиостанций, расположенных за горизонтом, практически не дают заметного воздействия на приемное устройство СВЧ. Во-вторых, при приеме радиовещания с частотной модуляцией, а тем более при приеме телевизионных программ и радиолокационных сигналов, приемники должны иметь широкие полосы пропускания (порядка мегагерц). Эти обстоятельства делают внутренние шумы основным источником помех, который может заставить отказаться от большого усиления в приемнике, т. е. от приема слабых сигналов.

Преобразователь частоты с многосеточной лампой и двухсеточным преобразованием по своим шумовым свойствам совсем не годится для приемников сверхвысоких

частот, даже и на метровых волнах, не говоря уже о дециметровых и сантиметровых. Кроме того, внутренние связи между электродами через возрастающие проводимости $2\pi fC$ междуэлектродных емкостей шунтируют цепи лампы и резко снижают коэффициент передачи такого преобразователя частоты, делая его малоэффективным. Вследствие этого на метровых волнах для аппаратуры радиовещательного и телевизионного приема в преобразователях частоты используются обычные триоды или пентоды. На метровых волнах можно применять соответствующие типы транзисторов, пригодных для усиления и генерации сверхвысоких частот и обладающих малыми шумами.

В диапазоне дециметровых волн обычные триоды, а тем более пентоды, не годятся. Дело в том, что период колебания на этих частотах оказывается уже соизмеримым с временем пролета электрона от катода до сетки и тем более до анода; поэтому изменения анодного тока не успевают «следить» за колебаниями сигнала и эффективность передачи сигнала оказывается недостаточной. Только триоды специальной конструкции, имеющие очень малое расстояние между электродами (так называемые маячковые и другие лампы с дисковыми выводами электродов), при специальных схемах включения применимы на некоторой части диапазона дециметровых волн.

В области радиочастот больше 1 *Ггц* (т. е. на волнах короче 30 *см*) преобразование частоты с помощью усилительных ламп совсем нецелесообразно вследствие роста проводимости между электродами. В диапазоне волн короче 30 *см* преобразование частоты осуществляется с применением в качестве смесителя диода (лампового или, главным образом, полупроводникового) с гетеродином на клистроне. Разумеется, коэффициент передачи диодного преобразователя частоты всегда меньше единицы.

В дальнейших параграфах будут рассматриваться схемы преобразователей различных диапазонов сверхвысоких частот, причем, естественно, главное внимание будет уделено радиоприему на метровых волнах; в этом наиболее заинтересованы радиолюбители, радиослушатели и телезрители.

13. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ МЕТРОВЫХ ВОЛН

Односеточные преобразователи частоты на пентодах в качестве смесителей, рассмотренные в § 4, могут применяться и для метровых волн. Так, в современных телевизорах для уменьшения числа ламп каскады преобразования частоты выполняются на триод-пентодах типа 6Ф1П

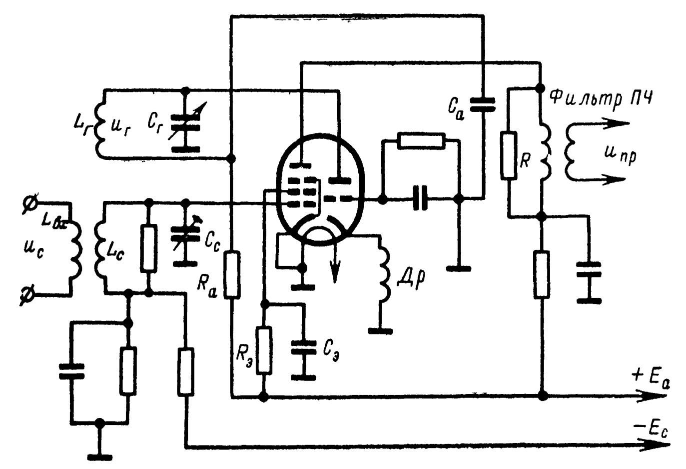


Рис. 32 Схема телевизионного преобразователя частоты с применением триод-пентода.

(рис. 32). Опишем особенности схемы и работы этого преобразователя.

Напряжение сигнала создается на управляющей сетке пентода-смесителя путем индуктивной связи катушки $L_с$ с катушкой $L_{вх}$, включенной в состав входного устройства или в более современных телевизорах — в состав каскада усиления на частоте сигнала. На ту же сетку воздействует напряжение гетеродина, наводимое в катушке $L_с$ индуктивно связанной с ней катушкой $L_г$ контура гетеродина. При вращении барабана переключателя телевизионных каналов (ПТК) все эти три катушки сменяются одновременно — в соответствии с номинальной частотой выбираемого канала. На сетку смесителя от источника $E_с$ подается отрицательное напряжение смещения, которое устанавливает исходную рабочую точку на криволинейном участке характеристики. Подстроечный кон-

денсатор C_c входит в контур, настроенный на частоту сигнала.

В анодной цепи смесителя имеется фильтр промежуточной частоты на широкую полосу пропускания (на рисунке мы видим лишь катушки этого фильтра), первичная обмотка которого шунтирована резистором R для расширения полосы пропускаемых частот; емкости же контуров фильтра — это выходная емкость смесителя и входная емкость следующего каскада. Следует повторить, что в телевизионных приемниках значение промежуточной частоты изображения может быть, например, 38 *Мгц*, а звукового сопровождения — 31,5 *Мгц*. Ширина полосы пропускания тракта промежуточной частоты оказывается примерно до 6 *Мгц* при черно-белом и до 14 *Мгц* при цветном.

Гетеродин телевизионного приемника выполнен на триоде с контуром в цепи анода и с обратной связью через междуэлектродные емкости. В данном случае представлена схема с общей сеткой (соответственно с дросселем *Др* в цепи катода), но может быть и схема с общим катодом. Применять емкостную связь выгодно из тех соображений, что индуктивная связь добавила бы в ПТК лишнюю сменную катушку, а автотрансформаторная связь потребовала бы лишнего контакта для отвода от катушки.

Настройка контура гетеродина должна быть более точной, нежели контура сигнала. Поэтому в гетеродинный контур включен конденсатор $C_г$ переменной емкости, которым иногда приходится подстраивать частоту гетеродина, чтобы лучше разделять каналы звука и изображения. Однако операция подстройки гетеродина существенно усложняет эксплуатацию приемника.

В современных телевизорах ручная подстройка гетеродина заменяется автоматической. С этой целью в контур гетеродина включают конденсатор, емкость которого изменяется не механическим, а электрическим воздействием («варикап»). В качестве такой емкости может быть применен, например, полупроводниковый диод типа Д901А с подведенным к нему (через высокочастотные дроссели или сопротивления) постоянным запирающим напряжением.

При увеличении запирающего напряжения возрастает толщина запорного слоя в электронно-дырочном перехо-

де, а потому емкость уменьшается. Величина запирающего напряжения изменяется с помощью дискриминатора (различителя) расстройки, включаемого после усилителя на промежуточной частоте. К катушке гетеродина конденсатор-диод подключается через разделительные емкости, защищающие катушку от прохождения постоянного тока. Схема включения диода автоподстройки показана на рис. 33.

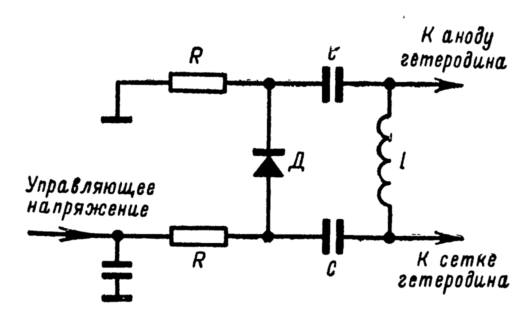


Рис. 33. Схема автонастройки гетеродина варикапом.

Недостатком пентода-смесителя является высокий уровень шумов, создаваемый флуктуациями распределения тока между анодами и экранирующей сеткой. Шум особенно мешает приему в том случае, когда отсутствует усиление на частоте сигнала и смеситель оказывается первым каскадом приемника. По мере же перехода к дециметровому диапазону междуэлектродные емкости пентода и характерное для него время пролета электронов исключают возможность его применения в качестве смесителя.

Вместо пентодного может быть применен триодный смеситель. Для уменьшения числа ламп в приемниках ЧМ-вещания и в телевизорах для преобразователей частоты применяются двойные триоды (например, 6Ж14П или 6Ж24П).

В качестве примера преобразователя сверхвысоких частот с применением двойного триода рассмотрим схему, изображенную на рис. 34. Левая половина лампы — смеситель, правая — гетеродин. Сеточный контур сигнала имеет катушку $L_с$, которая связана с катушкой $L_{вх}$ предыдущего каскада и с катушкой $L_г$ контура гетеро-

дина. В анодную цепь смесителя включен резистор $R_а$, уменьшающий воздействие колебаний частоты сигнала обратно на сеточную цепь, и полосовой фильтр. Первичная обмотка фильтра настроена на промежуточную частоту емкостью $C_ф$, а вторичная — емкостью соединительного кабеля и входной емкостью следующей лампы. Подстройка контура гетеродина выполняется конденсатором

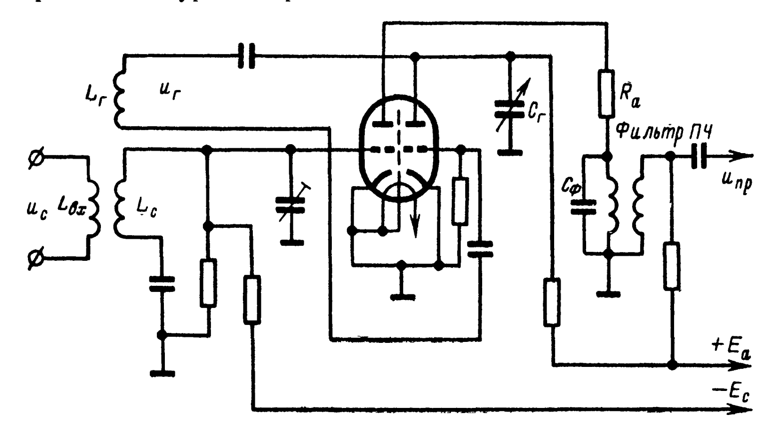


Рис. 34. Схема телевизионного преобразователя частоты с применением двойного триода.

$C_г$, а обратная связь осуществлена с участием междуэлектродных емкостей лампы по трехточечной схеме.

Возвращаясь снова к вопросу о выборе «верхней» или «нижней» настройки гетеродина для телевизионного приемника, напомним, что соображения, диктовавшие выбор «верхней» настройки в диапазонных приемниках, в данном случае отпадают. Для телевизионных каналов с фиксированными номинальными частотами вполне возможен и даже выгоден выбор «нижней» настройки: пониженная частота гетеродина дает возможность уменьшить абсолютную нестабильность. Однако в ряде случаев удобство разделения каналов изображения и звука требует «верхней» настройки гетеродина.

За последние годы уже разработаны телевизоры, работающие полностью на полупроводниковых приборах. Принципиальные схемы преобразователей у них характеризуются наличием отдельного гетеродина, а практи-

ческие конструкции выполняются с тщательной экранировкой и блокировкой по сверхвысокой частоте. При транзисторах типа *р-п-р* обычно минус батареи питания присоединяется к корпусу. Разумеется, первое требование, чтобы выбранный тип транзисторов для смесителя имел граничную частоту в диапазоне верхних метровых и даже дециметровых волн.

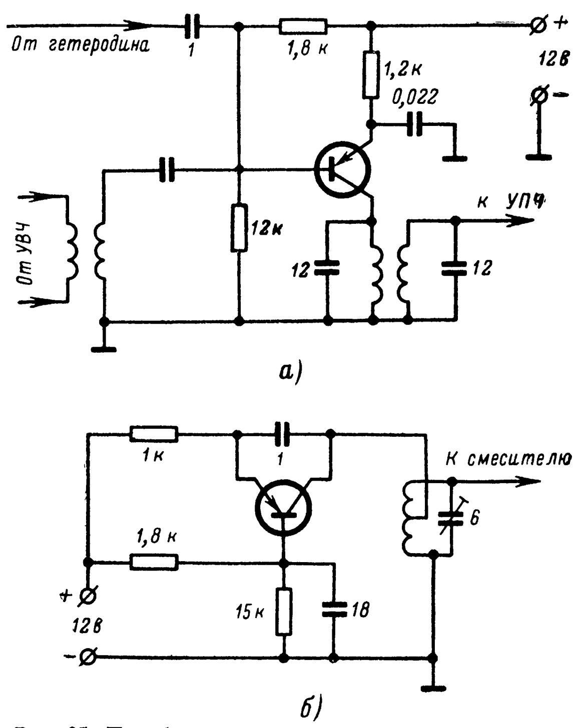


Рис. 35. Преобразователь частоты транзисторного телевизора.

а — схема смесителя; *б* — схема гетеродина.

В качестве примера рассмотрим схему смесителя телевизионного транзисторного приемника (рис. 35,*а*) и схему гетеродина (рис. 35,*б*). На этих схемах указаны величины для ориентировки читателя; индуктивности сменяются при переключении каналов. Смеситель вы-

полнен по схеме с общим эмиттером; в цепь коллектора включен полосовой фильтр промежуточной частоты (примерно 33 *Мгц*). Гетеродин собран по схеме с общей базой; колебательный контур подключен к цепи коллектора, а внутренняя обратная связь транзистора дополнена внешней емкостью в одну пикофараду. Заметим, что такие малые емкости могут быть образованы свитыми между собой изолированными проводами.

14. ПОНЯТИЕ О ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ДЛЯ ДЕЦИМЕТРОВЫХ, САНТИМЕТРОВЫХ И БОЛЕЕ КОРОТКИХ ВОЛН

В диапазоне дециметровых волн вплоть до волны приблизительно в 30 *см* еще могут применяться смеси-

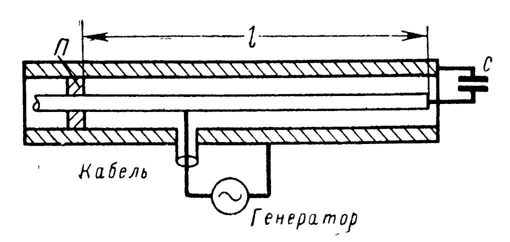


Рис. 36. Эскиз коаксиального резонатора.

тели и гетеродины на триодах. Но это — не описанные выше обычные двойные триоды, а отдельные лампы специальной конструкции, приспособленные для сочетания с коаксиальными колебательными системами.

Напомним читателю, что колебательный контур, составленный из отдельных («сосредоточенных») индуктивности L и емкости C, не может быть применен на дециметровых волнах в качестве резонансной системы на входе смесителя или в составе гетеродина. Дело в том, что для уменьшения длины волны необходимо уменьшать параметры L и C; но наименьшая емкость может быть лишь междуэлектродной емкостью лампы, а выполнить индуктивность в виде столь малого витка нельзя по конструктивным обстоятельствам. Поэтому на дециметровых волнах применяются колебательные системы с распределенными параметрами L и C. Особенно удобными оказываются отрезки коаксиальных (концентрических) линий, замкнутые накоротко на одном конце и соединяе-

мые с лампой на другом конце (рис. 36). Электромагнитные колебания могут совершаться в пространстве между внешним цилиндром-трубой и внутренним стержнем на участке длиной l между короткозамыкающим металлическим поршнем $П$ и входной емкостью лампы C. Отрезок линии, в котором могут возбуждаться колебания, называется резонатором.

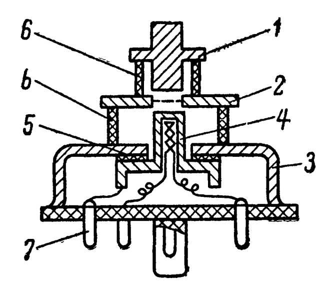


Рис. 37. Разрез лампы с дисковыми выводами.

1 — анод; 2 — сетка; 3 — катод по высокой частоте; 4 — катод с подогревателем; 5 — изолирующая прокладка; 6 — стенки; 7 — штырьки.

Для настройки резонатора на требуемую частоту необходимо, чтобы сопротивление линии в точках подключения емкости лампы имело индуктивный характер, а по величине равнялось бы на этой частоте подключенному емкостному сопротивлению. Сопротивление линии имеет индуктивный характер при длине l меньше четверти длины волны $\left(l < \frac{\lambda}{4}\right)$; необходимая же величина сопротивления подбирается перемещением поршня.

Возбудить в резонаторе колебания можно, связав его с генератором (т. е. с усилителем колебаний сигнала или же с гетеродином) через коаксиальный кабель. На рисунке показана автотрансформаторная связь с генератором: средний провод коаксиального кабеля проходит сквозь отверстие в стенке резонатора и присоединяется к центральному стержню; поле этого провода возбуждает колебания внутри резонатора. При индуктивной же связи средний провод коаксиала образует внутри резонатора виток, конец которого присоединяется к стенке.

Триоды, приспособленные для сочетания с коаксиальными резонаторами, характерны тем, что выводы их электродов (анода, сетки и катода) представляют собой не штырьки, а диски, которые могут соприкасаться по окружности с трубками коаксиалов. Дисковые выводы об-

ладают очень малой собственной индуктивностью. Диски должны быть изолированы друг от друга диэлектриком — стеклом или керамикой. В соответствии с этим триоды дециметровых волн могут быть либо металлостек-

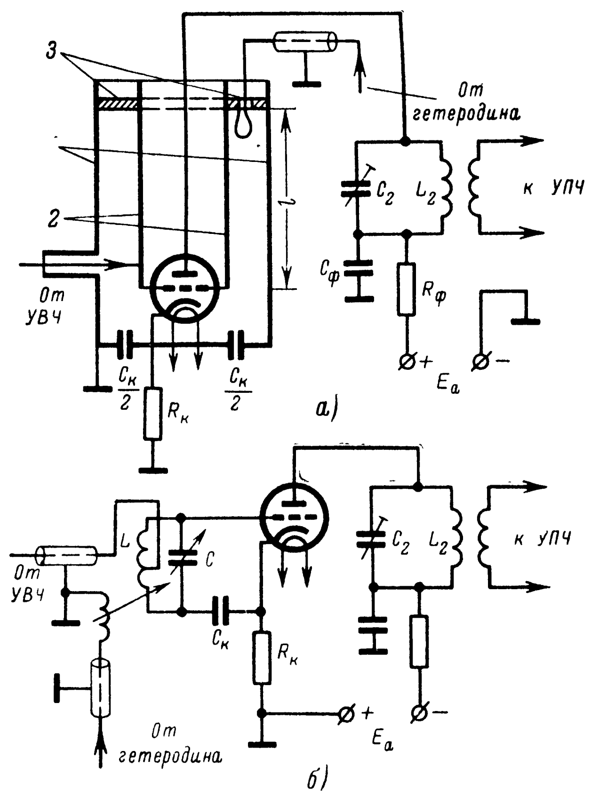


Рис. 38. Смеситель приемника дециметровых волн.
а — условная схема; *б* — принципиальная схема.

лянными, либо металлокерамическими. В качестве примера на рис. 37 приведен схематический разрез металлостеклянной лампы, которая называется маячковой, так как имеет форму, напоминающую маяк.

Выводы электродов представляют собой металлические диски разного диаметра. Диски сварены со стеклян-

ными стенками и образуют в целом баллон лампы. Катод подогревного типа имеет вывод на штырек цоколя лампы только для того, чтобы подключить к нему сопротивление автоматического смещения. Но катод не соединен непосредственно с катодным диском *3*, а отделен от него изолирующей прокладкой *5*. Вследствие этого образуется емкость $C_к$ в несколько десятков пикофарад. Следовательно, катод имеет внешний выход для колебаний сверхвысокой частоты через емкость $C_к$.

Условная принципиальная схема смесителя с использованием триода, имеющего дисковые выводы, и коаксиального резонатора дается на рис. 38, *а*. Для устройства этого узла характерно следующее: не только внешний цилиндр *1* коаксиального резонатора, но и внутренний стержень *2* является пустотелым. Сеточный диск лампы соединен с краем внутреннего цилиндра, а катодный диск — с краем внешнего цилиндра. Поэтому включение триода соответствует нарисованному. Проводник от вывода анода проходит в стволе внутреннего цилиндра и присоединен к контуру промежуточной частоты. Настройка резонатора на частоту сигнала выполняется перемещением короткозамыкающего поршня *3*, который перекрывает пространство между внешним и внутренним цилиндрами. Связь резонатора с усилителем высокой частоты автотрансформаторная, а с гетеродином — индуктивная с помощью петли, пропущенной через поршень. Катодное сопротивление $R_к$ шунтируется емкостью лампы $C_к$, условно показанной в виде двух параллельных конденсаторов. Емкость же C, которая была показана на рис. 36, в данном случае представляет собой емкость сетка-катод.

Для того чтобы упростить понимание условной схемы, она изображена в виде эквивалента на рис. 38, *б*. Здесь резонатор с распределенными параметрами заменен входным контуром LC с сосредоточенными параметрами, настроенными на частоту сигнала. Заметим, что добротность коаксиального резонатора может быть во много раз выше, чем замкнутого контура, что очень существенно в смысле подавления помех по симметричному каналу.

На рис. 39, *а* изображен гетеродин преобразователя частоты с дисковым триодом для приемника дециметровых волн. В цепи сетка-катод этой лампы имеется, как и в предыдущей схеме, коаксиальный резонатор, настроенный перемещением поршня *1*. Кроме того, внутри сеточ-

ного цилиндра помещается еще один, более узкий цилиндр, и между этими цилиндрами образовано пространство анодно-сеточного резонатора, настраиваемого перемещением поршня 2. Винт *В* является одним из возможных способов осуществления регулируемой обратной связи между анодной и сеточной цепями: поле анодного резонатора 2 наводит в выступающей части винта коле-

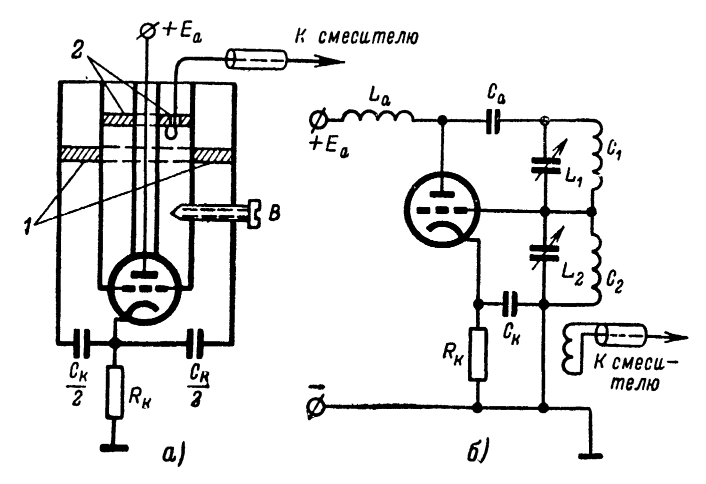


Рис. 39. Гетеродин приемника дециметровых волн.
а — условная схема; *б* — принципиальная схема.

бания, которые возбуждают (принцип автотрансформатора) сеточный резонатор. Из анодного резонатора с помощью петли связи колебания передаются к смесителю. Питание анода осуществляется по проводу, идущему по оси внутреннего цилиндра; индуктивность $L_а$ этого провода препятствует прохождению тока высокой частоты в источник питания $E_а$. Внутренний цилиндр не имеет прямого контакта с дисковым выводом анода: между ними проложена изоляция, сохраняющая лишь емкость $C_а$, которая и дает выход току высокой частоты от анода.

Если мы заменим системы с распределенными параметрами на соответствующие цепи с сосредоточенными параметрами, то мы сможем представить гетеродин эквивалентной схемой, изображенной на рис. 39, *б*. Это — генератор параллельного питания с двумя колебательными

контурами (L_1C_1 и L_2C_2), связанными между собой. Не повторяя физических процессов работы такого генератора, укажем лишь, что благодаря высокой добротности коаксиальных резонаторов стабильность частоты гетеродина получается высокой, что очень важно для устойчивости приема.

Практически преобразователи частоты с триодами дискового типа находят применение, например, в приемниках радиорелейных станций, радиолокаторов и в другой аппаратуре, работающей в низкочастотной части диапазона дециметровых радиоволн.

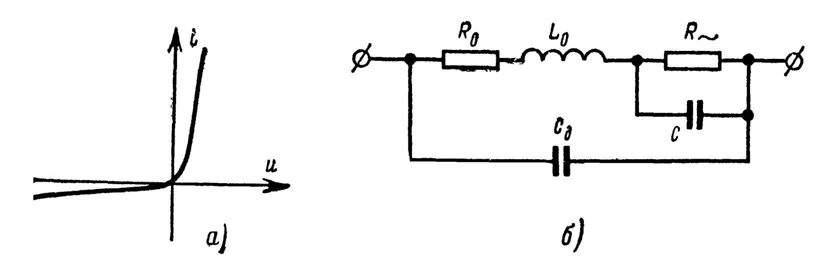


Рис. 40. Полупроводниковый диод.

а — статическая характеристика; *б* — эквивалентная схема.

В высокочастотной части дециметрового диапазона, а тем более на сантиметровых волнах триодный преобразователь частоты не применяется, так как на этих волнах резко возрастают влияния междуэлектродных емкостей, входного сопротивления и собственных шумов триодов. На этих волнах применяются в качестве смесителей диоды—ламповые или, гораздо чаще, полупроводниковые (кристаллические), а триодные гетеродины заменяются гетеродинами с применением отражательных клистронов.

Процесс преобразования частоты с помощью диода был представлен в простейшем виде на рис. 5. В связи с тем, что ламповые диоды применяются практически лишь в ограниченном диапазоне частот и всегда могут быть заменены полупроводниковыми, в дальнейшем мы будем рассматривать именно полупроводниковые диоды.

Достоинства полупроводниковых (германиевых и кремниевых) диодов заключаются в малом уровне собственных шумов, незначительной проходной емкости (шун-

тирующей нелинейный контакт), отсутствии источника питания смесителя и большой крутизне положительного участка характеристики (рис. 40, *а*).

Основной недостаток диодного смесителя по сравнению с триодным или пентодным состоит в том, что он не может усиливать сигнал, т. е. имеет коэффициент передачи заведомо меньше единицы. Затем, если сравнить с ламповым диодом, следует указать на малую электрическую прочность полупроводникового диода: при воздействии на него сильных сигналов может выгорать микроскопическая (точечная) контактная поверхность между металлом и полупроводником. Наконец, недостатком полупроводникового диода следует признать наличие проводимости в обратном направлении, которая видна из характеристики и которая несвойственна ламповому диоду. Если сопротивление контактного слоя (перехода) в положительном направлении составляет единицы ом, то в обратном направлении оно не равно бесконечности, а исчисляется десятками килоом.

На рис. 40, *б* изображена эквивалентная схема кристаллического диода для сверхвысоких частот. В ней $R_{\smile}$ есть нелинейное сопротивление контакта, о котором сказано выше и которое определяет собой полезный эффект действия смесителя. Контактный выпрямляющий слой очень тонок и время перехода через него носителей зарядов столь мало, что сопротивление сохраняет свои значения даже на миллиметровых волнах.

Контакт шунтирован емкостью перехода C, величина которой для точечных диодов не превосходит обычно 0,05—0,5 *пф*. Последовательно с контактом в эквивалентной схеме показано сопротивление R_0 самого полупроводникового кристалла, исчисляемое десятками или несколькими десятками ом. Металлическая проволока и выводы диода обладают распределенной индуктивностью L_0 (сотые доли микрогенри). Вся эта схема шунтируется емкостью держателя $C_д$, составляющей обычно десятые доли пикофарады. Следует подчеркнуть, что диод-смеситель будет тем совершеннее, чем меньше его паразитные параметры $C_д$, C, L_0 и R_0; именно эти параметры ставят предел возможности повышения частоты, на которой способен работать диод.

Одна из возможных конструкций диода-смесителя для волн не короче 1 *см* приведена на рис. 41. Внутри кера-

мического патрона *1* расположен кристалл кремния *2*, образующий контакт с заостренным концом вольфрамовой проволочки *3*; эта проволочка имеет большую твердость и упруго прижимается к кристаллу. Контактная поверхность составляет приблизительно одну миллионную долю квадратного сантиметра. При сборке диода подбирается точка контакта вольфрама с кремнием при помощи винта *5*; после этого внутренность керамического патрона заливается воскообразной изолирующей массой, которая застывает и сохраняет контакт при механических вибрациях диода. Собранный диод не требует регулировок.

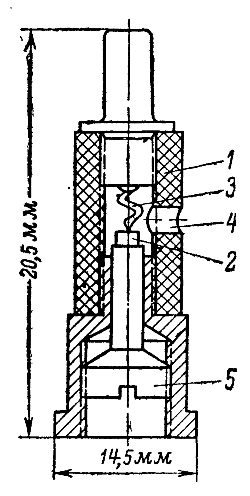


Рис. 41. Устройство кремниевого диода-смесителя СВЧ.

Для полупроводникового смесителя наиболее выгодной рабочей точкой является нулевая точка (начало координат на рис. 40, *а*). Поэтому дополнительного смещающего напряжения не требуется, и рабочий процесс действительно сходен с изображенным на рис. 5.

Примерная эквивалентная схема диодного смесителя представлена на рис. 42; в этой схеме резонаторы с распределенными параметрами изображены в виде колебательных контуров. Индуктивность L изображает условно петлю связи от входного устройства или от усилителя сверхвысокой частоты, а контур $L_0L_1C_1$ — входной резонатор смесителя. С этим же резонатором условно показана связь гетеродина через емкость $C_{\text{св}}$ и балластное сопротивление R.

С выхода резонатора напряжения сигнала и гетеродина воздействуют совместно на диод *Д*. Емкость $C'_{\text{ф}}$ и дроссельная индуктивность $L_{\text{д}}$ представляют собой фильтр, пропускающий колебания промежуточной частоты, но отводящий колебания на частотах сигнала и гетеродина. После этого фильтра в цепь диода включен контур L_2C_2, настроенный на промежуточную частоту и составляющий полезную нагрузку смесителя. Наконец, мы видим в цепи диода микроамперметр постоянного тока,

блокированный по переменным токам конденсатором C. Микроамперметр измеряет постоянную составляющую I_0 тока диода (см. рис. 5). Величина этой постоянной составляющей зависит от амплитуды напряжения гетеродина, воздействующей на диод.

Обычно для каждого типа диода указывается ток I_0, при котором достигаются удовлетворительные значения

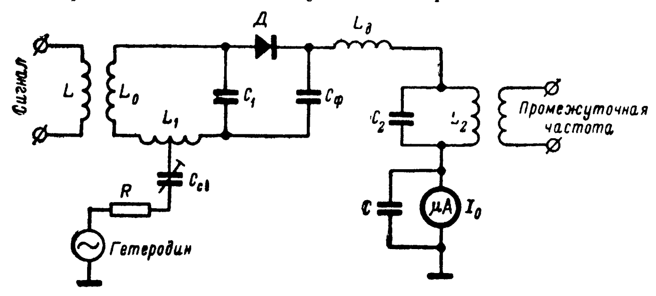


Рис. 42. Примерная эквивалентная схема диодного смесителя.

коэффициента передачи смесителя и наименьший уровень шумов. Величина тока I_0 устанавливается с помощью регулировки связи резонатора с гетеродином.

Явление обратного преобразования частоты, с которым мы встречались, рассматривая смесители на транзисторах, оказывается совершенно неизбежным при диодном смесителе и влияет на количественный результат преобразования. Наивыгоднейший режим работы диода требует подбора величины нагрузочного сопротивления и связи с источником сигнала.

В преобразователях сверхвысоких частот на волнах не короче 10 *см* могут применяться в качестве резонаторов отрезки коаксиальных линий, а на более коротких волнах — отрезки волноводов.

Схематическое изображение соединения элементов диодного смесителя с коаксиальным резонатором приведено на рис. 43. Центральный стержень основного горизонтального резонатора с одного конца связан петлей *2* с петлей *1*, выведенной от источника сигнала. С другого же конца стержень присоединен к диоду *3*, размещаемому внутри резонатора. Так подведено к диоду напряжение сигнала. Гетеродин через сложную коаксиальную

систему создает напряжение на емкости, образованной между наконечником *6* вертикального стержня и горизонтальным стержнем основного резонатора. Это и есть емкость связи. Энергия волн гетеродина отражается от концов короткозамкнутых отрезков длиной по $\lambda/4$ и поступает на диод. Для того чтобы предохранить диод от

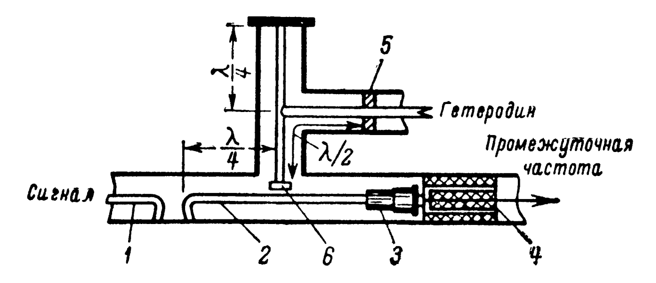


Рис. 43. Схема смесителя с коаксиальным резонатором.

выгорания контактов, избыточная мощность поглощается в поглотителе *5*, имеющем форму диска.

Второй зажим диода присоединен к фильтрующему металлическому стакану *4*, заполненному снаружи и внутри диэлектриком. Электрическая длина этого стакана составляет четверть волны СВЧ колебания, поэтому внешняя поверхность стакана служит как бы емкостью $C_ф$ для колебания сверхвысокой частоты, а внутренняя поверхность — дросселем $L_д$ (см. рис. 42). Колебание же промежуточной частоты выводится от дна стакана и питает замкнутый контур, настроенный на эту частоту. Так в устройстве смесителя на рис. 43 мы находим все элементы эквивалентной схемы на рис. 42.

Эскиз устройства для преобразователя частоты сантиметровых волн приведен на рис. 44. В отрезке волновода (обычно имеющего прямоугольное сечение) расположены полупроводниковый диод и штырь-излучатель колебаний гетеродина. С левого конца в волновод поступают волны сигнала от антенной системы или от усилителя СВЧ. Для того чтобы в месте расположения диода получить максимальное поле сигнала, диод размещается на расстоянии в четверть волны от металлического поршня, закрывающего правый конец волновода. В этом случае волны, отражающиеся от поршня, складываются синфазно с пря-

мыми волнами именно в месте включения диода и отдают максимальную энергию для преобразования частоты. Положение поршня может подбираться. В процессе изготовления смесителя может регулироваться и положение диода относительно оси волновода, чем достигается необходимая величина вносимого в волновод сопротивления.

В качестве гетеродина изображен клистрон, причем

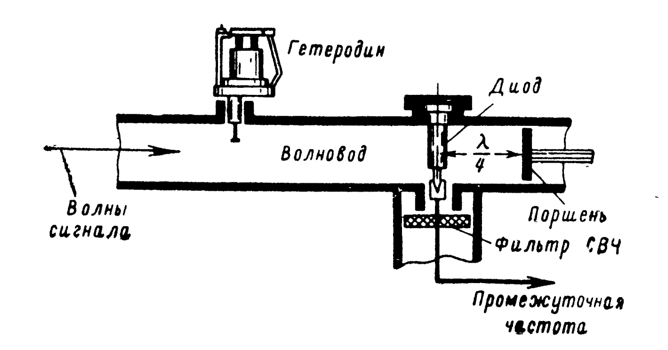


Рис. 44. Схема преобразователя частоты с волноводным отрезком.

связь его со смесителем также может регулироваться изменением глубины погружения штырька-излучателя в волновод; индикатором настройки может опять-таки служить микроамперметр постоянного тока. Колебание промежуточной частоты выводится из волновода по кабелю с четвертьволновым запорным цилиндром. В общем эквивалентная схема, которую мы видели на рис. 42, может относиться и к преобразователю частоты волноводного типа. Разумеется, двумя приведенными примерами не исчерпывается большое разнообразие схем и конструкций преобразователей дециметровых и сантиметровых волн. В частности, заслуживает внимания принцип построения преобразователя частоты, обладающего пониженной мощностью шумов.

В приемниках сантиметровых волн нет возможности применить обычные электронные лампы или транзисторы для усиления сигнала перед преобразованием частоты. Только такие специальные приборы, как лампа бегущей волны или параметрический усилитель, в последнее деся-

тилетие применяются в качестве малошумящих усилителей в этом диапазоне волн. Естественно, что требование о всемерном снижении мощности шума преобразователя

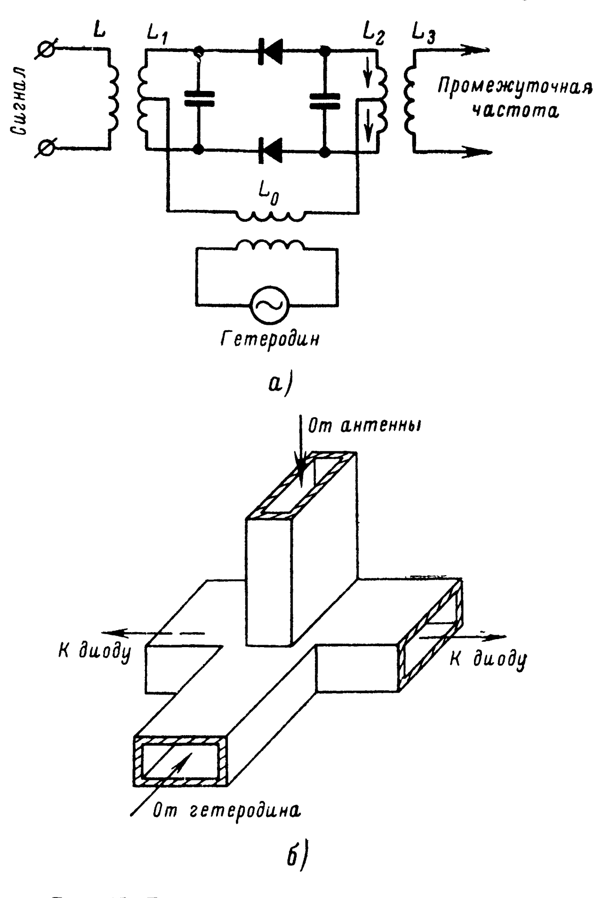


Рис. 45. Балансный преобразователь частоты.

а — эквивалентная схема с сосредоточенными параметрами; *б* — двойной Т-образный волновод.

частоты было и остается очень существенным. Диодные смесители обладают достаточно малым уровнем шума. Но клистронный гетеродин имеет значительную мощность флуктуаций тока, и шумовые составляющие его ко-

лебаний участвуют в преобразовании частоты. После преобразования они проникают в полосу тракта промежуточной частоты и создают помехи приему.

Для ослабления шумов гетеродина преобразователь выполняется на двух диодах по так называемой балансной схеме (рис. 45, *а*). В этой схеме диоды включены навстречу друг другу, но и напряжение сигнала подводится к ним с зажимом катушки L_1 в противофазе. Поэтому оба диода по отношению к сигналу действуют согласно. Напряжение же гетеродина подводится от катушки L_0 не к концам, а к средним точкам катушек L_1 и L_2 балансной схемы, и тем самым преобразование частоты в обоих диодах получается как бы независимым. Но составляющие промежуточной частоты обоих диодов в половинах катушки L_2 оказываются в противофазе: когда в верхней половине ток направлен к центру катушки, в нижней он идет от центра, как показано стрелками (и наоборот). Это значит, что оба тока наводят в катушке L_3 синфазные э. д. с., т. е. напряжение промежуточной частоты на выходе удваивается по сравнению с напряжением, которое создал бы один диод.

Токи шумовых колебаний преобразуются в диодах таким образом, что они выходят из средней точки катушки L_2 к ее концам синфазно, а потому их э. д. с. в катушке L_3 взаимно компенсируются. Следовательно, шум клистрона не проникает в тракт промежуточной частоты.

На сантиметровых волнах балансный преобразователь частоты выполняется в виде двойного Т-образного сочленения волноводов (рис. 45, *б*). Здесь мы видим три отрезка волноводов, перпендикулярные друг к другу. Горизонтальный волновод на концах замыкается накоротко поршнями, а перед поршнями внутри обоих концов волновода помещено по полупроводниковому диоду (подобно рис. 44). Волны сигнала идут от антенны или усилителя СВЧ через вертикальный волновод до сочленения с горизонтальным волноводом, разветвляются к диодам и воздействуют на них в противофазе. Волны же гетеродина, разветвляясь в горизонтальном волноводе, воздействуют на диоды синфазно. Следовательно, принцип подавления шумов гетеродина, примененный в эквивалентной балансной схеме, реализуется и в двойном Т-образном сочленении волноводов на сверхвысоких частотах.

Остановимся кратко на выборе гетеродинов преобразователей сверхвысоких частот.

В диапазоне дециметровых волн, как мы указывали выше, для гетеродинов применяются триоды с дисковыми выводами. Если речь идет об участке длинных сантиметровых или даже коротких дециметровых волн, в котором триод уже непригоден для генерации необходимой частоты гетеродина, то можно воспользоваться для преобразования взаимодействием колебания сигнала с высшим гармоническим колебанием гетеродина согласно условию

$$f_с - nf_г = f_{пр}; \qquad (5)$$

здесь n — номер гармоники гетеродина, участвующий в преобразовании. Обычно применяется вторая, реже — третья гармоника ($n=2$ или 3).

Пусть, например, частота принимаемого сигнала $f_с = 3 \cdot 10^9$ *гц*, что соответствует длине волны $\lambda = 10$ *см*. Пусть промежуточная частота должна получиться $f_{пр} = 3 \cdot 10^7$ *гц* (т. е. $\lambda = 10$ *м*). Для нормального преобразования частоты нашего сигнала в эту промежуточную потребовалось бы колебание гетеродина (даже на нижней настройке) с частотой

$$f_г = f_с - f_{пр} = 3 \cdot 10^9 - 3 \cdot 10^7 = 297 \cdot 10^7 \text{ гц}.$$

Дисковый триод может оказаться непригодным для генерации колебаний с такой частотой. Если же для преобразования воспользоваться взаимодействием колебаний сигнала с колебаниями третьей гармоники гетеродина, то основная частота гетеродина должна быть

$$f_г = \frac{297 \cdot 10^7}{3} = 99 \cdot 10^7 \text{ гц},$$

что соответствует длине волны, близкой к значению $\lambda \approx 30$ *см*. На этой волне дисковый триод может генерировать колебания.

Однако преобразователь на гармониках гетеродина характеризуется малым коэффициентом передачи мощности, так как амплитуды высоких гармоник гетеродина меньше амплитуды его основного колебания. Если же увеличивать амплитуду основного колебания гетеродина, то потребуется более тщательная и дорогая экранировка и фильтрация и может быть ухудшена стабильность частоты гетеродина. Поэтому без крайней необходимости

к преобразованию частоты на гармониках гетеродина не прибегают.

Для гетеродинов сантиметровых волн успешно применяются маломощные отражательные клистроны. На рис. 46 мы видим схему клистронного гетеродина. Электронный поток, эмиттируемый катодом, формируется в ви-

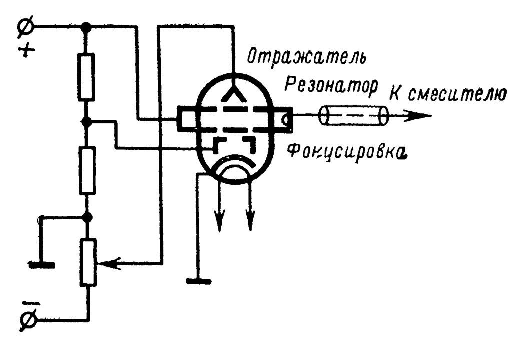


Рис. 46. Схема клистронного гетеродина.

де луча фокусирующим электродом и притягивается корпусом резонатора, к которому приложено высокое положительное напряжение. Но электроны пролетают сквозь две сетки, составляющие дно и крышку резонатора, и направляются по инерции к верхнему электроду. Однако к этому электроду приложено отрицательное напряжение, а потому электроны до него не долетают, а отражаются обратно. Верхний электрод называется вследствие этого отражателем. Отраженные электроны пролетают между сетками резонатора в обратном направлении и падают на металлическое тело резонатора или на фокусирующий электрод, а оттуда через источник питания возвращаются на катод.

Отраженные электроны при обратном пролете через резонатор отдают ему свою энергию, поддерживая электромагнитные колебания внутри резонатора. Процесс генерации колебаний происходит следующим образом. Электроны, летящие от катода и попадающие внутрь резонатора, подвергаются дополнительному воздействию переменного поля между сетками резонатора, в котором под действием электрического импульса при включении тока уже возникли собственные колебания. Положительно

направленное поле между сетками ускоряет электроны, а отрицательно направленное — замедляет. Следовательно, выше резонатора электронной поток оказывается «модулированным» по скорости.

Быстрые электроны подлетают к отражателю ближе, нежели медленные. Иначе говоря, быстрые электроны возвращаются к резонатору, пройдя больший путь, а медленные — меньший путь, а потому и те, и другие проходят обратно сквозь резонатор, сгруппировавшись в «сгустки». Если в момент прохождения сгустком электронов полости резонатора поле собственного колебания окажется положительным и затормозит обратное движение электронов, то они отдадут полю часть своей энергии и тем самым поддержат собственные колебания в резонаторе клистрона. Если же поле резонатора в момент прохождения сгустка оказалось бы отрицательным, то оно отдало бы электронам часть энергии, т. е. колебания затухли бы. Вполне очевидно, что необходимое для генерации соотношение фаз может быть достигнуто подбором скоростей электронов, т. е. величиной отражающего напряжения. С этой целью, как мы видели в схеме, напряжение на отражателе может регулироваться потенциометром.

Частота колебаний клистронного генератора определяется размерами полости резонатора. Возможна грубая перестройка механическим изменением объема резонатора. Кроме того, в пределах десятых долей процента можно изменять частоту электрическим способом, изменяя питающее напряжение. Разумеется, когда требуется строгое постоянство настройки приемника, тогда необходимо поддерживать неизменной и частоту колебаний гетеродина, для чего тщательно стабилизируется величина питающего напряжения. Если же в приемнике предусматривается автоматическая подстройка, то управляющее устройство изменяет в некоторых пределах напряжение на отражателе и тем самым воздействует в требуемом направлении на частоту автоколебаний.

Из полости резонатора через петлю связи колебания гетеродина подводятся к диодному смесителю, как это показано на схемах.

Диапазон сантиметровых волн полностью освоен и применяется практически. В настоящее время успешно осваиваются миллиметровые волны, причем для приема

этих волн разработаны преобразователи частоты с миниатюрными диодами и отражательными клистронами. Возможно также говорить о гетеродинах миллиметровых волн, основанных на применении туннельных диодов. Одним словом, супергетеродинный метод приема в диапазоне миллиметровых волн уже не является неразрешенной проблемой.

Если говорить о субмиллиметровом диапазоне волн, то методы генерирования и приема, разработанные для более длинных волн, здесь уже неприменимы и требуется изыскание новых способов. Супергетеродинный метод оказывается ближе к практической реализации для приема когерентных световых (или инфракрасных) волн, излучаемых квантовыми генераторами (лазерами). Правда, до сих пор прием информации модулированного когерентного излучения производился не методом преобразования частоты, а прямым «детектированием» в фотоэлементе. Но принципиально возможен и супергетеродинный прием путем взаимодействия приходящих волн и волн лазера-гетеродина в светочувствительном нелинейном элементе, преобразующем световые колебания в колебания радиочастоты. Однако все эти проблемы далеко выходят за рамки реальных интересов радиолюбителя.

15. ОСОБЕННОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ В ПРИЕМНИКАХ МАГИСТРАЛЬНОЙ СВЯЗИ

Прямая радиосвязь (т. е. связь без ретрансляций) между двумя значительно удаленными друг от друга пунктами осуществляется обычно на коротких волнах с отражением от ионизированных слоев земной атмосферы. Между крупными административными и промышленными центрами прямые радиосвязи носят название магистральных связей. В отличие от радиовещания, где передатчик работает для миллионов приемников, линия магистральной связи имеет два передатчика и два (или четыре — по два на каждом конце) приемника. Следовательно, стоимость приемника всегда оказывается значительно меньше стоимости передатчика, а потому усложнение магистрального приемника не встречает таких ограничений, как радиовещательного.

Вместе с тем, в часы, предусмотренные расписанием, магистральная радиосвязь должна действовать бесперебойно, несмотря на колебания напряженности поля отра-

женных волн и на большую вероятность воздействия помех от посторонних передатчиков. Иначе говоря, чувствительность, избирательность и стабильность настройки магистральных приемников требуется иметь очень высокими. Поэтому вполне естественно, что в таких приемниках имеется по сравнению с радиовещательными много особенностей, обеспечивающих хорошие показатели работы радиолиний магистральной связи. Эти особенности относятся и к структурным схемам, и к устройству преобразователей частоты, и к другим узлам и элементам приемников. Мы ознакомимся со своеобразными чертами преобразователей частоты коротковолновых приемников магистральной связи. Для того чтобы было более наглядным сопоставление профессиональных приемников с радиовещательными, мы ограничимся лишь случаем приема радиотелефонии с амплитудной модуляцией и не будем рассматривать структуры приемников для радиотелеграфной, фототелеграфной и однополосной радиотелефонной связи.

Для получения высокой чувствительности магистральный приемник должен обладать очень большим общим коэффициентом усиления (по напряжению — в миллионы раз). Естественно, что такая задача выполнима только методом супергетеродинного приема. Но обычный супергетеродин не может выполнить высоких требований по избирательности и по стабильности настройки.

Нам известно то противоречие, с которым приходится встречаться при выборе промежуточной частоты: ее более низкое значение выгодно с точки зрения избирательности по основному каналу, но невыгодно в смысле подавления помех по симметричному каналу. В магистральных коротковолновых приемниках, для которых помехи от посторонних передатчиков оказываются основным видом помех, это противоречие разрешается применением двукратного (в более редких случаях — даже трехкратного) преобразования частоты. Колебание принимаемого сигнала в первом смесителе с помощью первого гетеродина преобразуется в колебание первой промежуточной частоты, после чего следует тракт первой промежуточной частоты вплоть до второго преобразователя. Второй смеситель с помощью второго гетеродина преобразует колебание первой промежуточной частоты. Тракт второй промежуточной частоты заканчивается на входе детектора,

после чего следует тракт низкочастотного усиления.

Этапы двойного преобразования частоты сигнала с амплитудной модуляцией (в условном масштабе) изображены на рис. 47. Здесь показано, что первая промежуточная частота выше, чем вторая; оба гетеродина установлены на верхних настройках. Колебание звуковой частоты F получается в результате детектирования колебания второй промежуточной, так как при всех преобразованиях закон модуляции мы видим сохраняющимся.

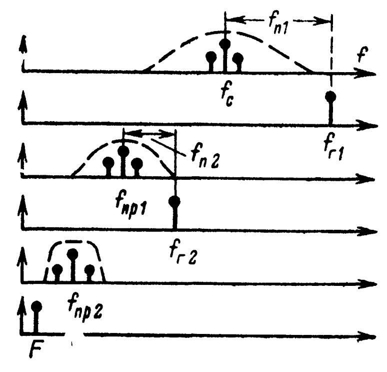


Рис. 47. Этапы двойного преобразования частоты радиотелефонного сигнала.

Первая промежуточная частота выбирается высокой (несколько мегагерц для коротковолновых приемников). Благодаря этому даже широкая кривая резонанса преселектора достаточно подавляет помехи по симметричному каналу, отстоящему от резонанса на $2f_{пр1}$. Тракт первой промежуточной частоты характеризуется своей кривой резонанса, тоже достаточно широкой по сравнению с кривой резонанса приемника в целом. Но требования к кривой резонанса тракта первой промежуточной частоты заключаются в подавлении симметричного канала второго преобразования; этот канал отстоит от резонанса по первой промежуточной на $2f_{пр2}$.

Вторая промежуточная частота в магистральных приемниках значительно ниже, чем первая; она составляет лишь сотни килогерц. Соответственно и полоса пропускания тракта второй промежуточной значительно более узкая, чем предыдущих трактов. Практически ширина полосы пропускания всего супергетеродина равна ширине полосы второй промежуточной. Именно в тракте второй промежуточной осуществляется ослабление помех от станций, соседних по частоте с принимаемым сигналом.

Ввиду того, что форма резонансной характеристики приемника в целом определяется формой резонансной характеристики тракта второй промежуточной частоты,

в этом тракте избирательность обычно достигается сложными резонансными системами — многоконтурными фильтрами сосредоточенной селекции. Обычно такой сложный многозвенный фильтр включается в качестве нагрузочного сопротивления на выходе второго преобразователя частоты, который имеет вследствие этого невысокий коэффициент передачи. Основное же усиление осуществляется в трех и даже в четырех усилительных каскадах в тракте второй промежуточной частоты.

Прежде чем изобразить структурную схему такого приемника, обратим внимание на способ выполнения третьего важнейшего требования — стабильности настройки на заданную частоту. Наиболее опасной причиной нестабильности настройки является уход частоты первого гетеродина, работающего на более высокой частоте. Это можно показать на числовом примере. Пусть, например, первый гетеродин имеет номинальную частоту 20 *Мгц,* а его нестабильность составляет 10^{-4}. Тогда возможный уход его частоты окажется $20 \cdot 10^6 \cdot 10^{-4} = 2\,000$ *гц.* На такую же величину, естественно, уйдут от резонанса и первая промежуточная и вторая промежуточная частоты. Но если вторая промежуточная частота равняется, к примеру, 500 *кгц,* то данный уход составит от нее не 10^{-4}, а $\frac{2\,000}{500\,000} = \frac{2}{500}$ или, что то же самое, $40 \cdot 10^{-4}$. Нестабильность по основному избирательному тракту оказалась в 40 раз больше, чем для первого гетеродина! Нестабильность второго гетеродина, частота которого ниже, чем первого, дает в соответствующее число раз меньший абсолютный уход второй промежуточной частоты, если по относительной нестабильности оба гетеродина одинаковы. При неблагоприятных условиях уходы, обусловленные нестабильностью первого и второго гетеродинов, суммируются; но в этом суммарном уходе частоты главенствующую роль играет именно первый гетеродин. Естественно, что его стабилизация оказывается важнейшей задачей при разработке магистрального приемника.

Достаточно совершенным способом стабилизации частоты автогенератора может служить стабилизация с помощью кварца. Нестабильность частоты при включении в схему гетеродина кварцевой пластины может быть сравнительно просто доведена до 10^{-6} и даже еще меньше,

что отвечает требованиям приема радиотелефонных сигналов с амплитудной модуляцией (радиотелеграфный прием предъявляет к стабильности частоты более жесткие требования). Но мы всегда предполагали сопряженную настройку контуров сигнала и гетеродина; при кварцевой же стабилизации гетеродина сопряженная настройка невозможна, так как кварц работает на своей определенной частоте. Можно искусственно корректировать частоту кварцевого генератора в пределах приблизительно сотен герц, но нельзя плавно перестраивать стабилизированный кварцем гетеродин для настройки приемника.

Для плавной настройки приемника, гетеродин которого стабилизируется кварцем, приходится осуществлять перестройку каскадов промежуточной частоты. Действительно, постоянство частоты гетеродина вынуждает в равенстве $f_г = f_с + f_{пр}$ изменять $f_{пр}$ по мере изменения $f_с$. В частности, в наших основных типах магистральных приемников с двукратным преобразованием частоты задача плавной настройки решается следующим образом: первый гетеродин стабилизируется с помощью кварца, а настройка контуров сигнала сопрягается с настройкой контуров первой промежуточной частоты. Но этого недостаточно. Для того чтобы вторая промежуточная частота могла быть постоянной, необходимо совместно с перестройкой каскадов первой промежуточной частоты перестраивать и второй гетеродин. Следовательно, имеется сопряженное управление настройкой высокочастотного тракта, тракта первой промежуточной частоты и второго гетеродина.

Основная структурная схема магистрального приемника в соответствии со всем сказанным имеет следующий состав: тракт частоты сигнала — входное устройство с одним или двумя резонансными контурами и один или два каскада резонансного усиления; тракт первой промежуточной частоты — смеситель и один каскад усиления; тракт второй промежуточной частоты — смеситель и три или четыре каскада усиления (рис. 48). По такой схеме приемник, действительно, будет иметь высокую чувствительность, избирательность и стабильность настройки. Но она имеет и свои недостатки. В первую очередь обращает на себя внимание сложность сопряженной настройки многих контуров с разными частотами. Конечно, значительная часть трудностей в выполнении системы настройки

падает на долю механического устройства этой системы. Однако и электрическая задача не проста.

Для удовлетворительного сопряжения настроек и для должной избирательности по симметричным каналам приходится брать достаточно узким диапазон изменений первой промежуточной частоты. Но тем самым, естественно, ограничиваются значения и частных диапазонов

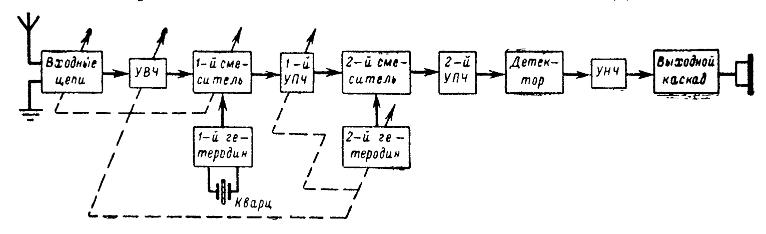


Рис. 48. Структурная схема магистрального приемника.

сигнала. Поэтому весь диапазон приемника приходится разбивать на большое число частных диапазонов. Так, в одном из наших профессиональных приемников общий диапазон коротких волн разделяется на 16 поддиапазонов.

Далее, наличие второго гетеродина приводит к возможности паразитного пролезания его высших гармоник во входные цепи и высокочастотные каскады. Эти высшие гармоники, взаимодействуя с колебанием первого гетеродина, создают в некоторых точках шкалы колебания первой промежуточной частоты, которые далее беспрепятственно проникают к выходу приемника и поражают эти точки шкалы свистами. Приходится принимать тщательные меры для отличного экранирования и отличной фильтрации цепей второго гетеродина, чтобы избежать проникновения его колебаний на вход приемника. Разумеется, такие меры не могут не осложнять конструкцию приемника. Вообще разработка магистрального приемника, удовлетворяющего современным требованиям дальней связи, требует решения многих серьезных теоретических и конструкторских задач.

Наиболее своеобразный и ответственный узел магистрального приемника — первый преобразователь частоты с гетеродином, имеющим кварцевую стабилизацию

(рис. 49), имеет смеситель, выполненный на гептоде по схеме двухсеточного преобразования с резонансным диапазонным усилением на первой промежуточной частоте. Контур первой промежуточной частоты включает катушку L_2, связанную с анодной катушкой L_1. Мы уже указы-

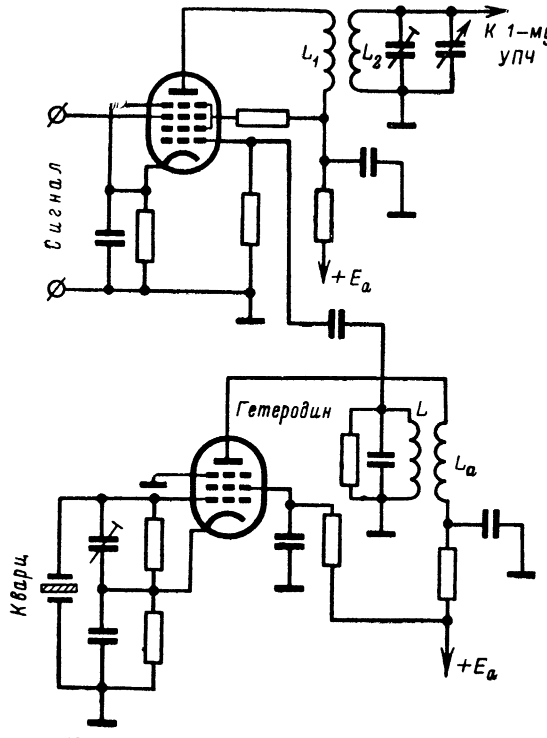


Рис. 49. Первый преобразователь частоты магистрального приемника.

вали, что первая промежуточная частота изменяется в пределах поддиапазона. Но при смене поддиапазонов элементы усиления первой промежуточной частоты не сменяются. Напряжение гетеродина воздействует на первую сетку, а напряжение сигнала — на третью сетку смесителя.

Гетеродин выполнен на отдельном пентоде с включением кварца в цепь сетки и с обратной связью через

емкость анод-управляющая сетка. Генерация в этой схеме возможна при индуктивном сопротивлении в цепи анода, которое и создается катушкой L_a. Напряжение на первую сетку смесителя может сниматься либо от сеточной, либо от анодной цепи гетеродина. На нашем рисунке показана индуктивная связь с анодной цепью при помощи катушки L, шунтированной активным сопротивлением и емкостью. Все другие детали схемы понятны читателю из предыдущих глав.

Мы описали главные особенности преобразования частоты в магистральных приемниках для случая амплитудно-модулированных радиотелефонных сигналов. Необходимо отметить, что для магистральной радиотелефонной связи более перспективной является однополосная модуляция. При приеме однополосных сигналов требования к стабильности настройки становятся еще более серьезными. Но в однополосных приемниках преобразование частоты несколько труднее выделить в качестве самостоятельного процесса; требуется рассматривать проблему однополосного приема в целом, что выходит за рамки этой книжки.

Ограничимся только самым кратким напоминанием об однополосной радиотелефонии.

Спектр радиотелефонного сигнала с обычной амплитудной модуляцией содержит колебание несущей частоты и две полосы боковых колебаний — верхнюю и нижнюю. Волны несущего колебания излучаются передатчиком непрерывно, а волны боковых колебаний появляются только при воздействии звуков на микрофон передатчика. Спектры верхних и нижних боковых полос колебаний точно симметричны относительно несущего. На рис. 7 и 9 мы изображали простейшие спектры АМ-сигналов, имевшие лишь по одному колебанию боковых частот, что соответствовало модуляции передатчика звуком одного тона.

Замечательно следующее: колебание несущей частоты не содержит в себе никакого сообщения, так как речь или музыка передаются только путем модуляции, т. е. наличием боковых колебаний. Значит, излучение волн несущего колебания является в этом смысле бесполезным расходом энергии передатчика. Вместе с тем, сообщения, переносимые от передатчика к приемнику волнами верхней полосы и нижней полосы спектра радио-

сигнала, совершенно одинаковы благодаря симметрии обеих полос. Значит, эти *сообщения можно передавать излучением волн только одной боковой полосы* (либо верхней, либо нижней). Так возникает принцип однополосной радиотелефонной модуляции.

Достоинства этого метода очевидны: во-первых, вместо бесполезного расхода энергии передатчика на излучение несущего колебания и второй боковой полосы колебаний имеется возможность всю энергию отдать колебаниям одной боковой полосы, тем самым в несколько раз увеличивая полезную мощность передатчика; во-вторых, для приема только одной боковой полосы требуется приблизительно вдвое меньшая полоса пропускания приемника, что повышает абсолютную избирательность однополосного приема по сравнению с избирательностью обычного радиовещательного приема. Благодаря этим свойствам однополосная радиотелефонная связь оказывается экономичнее и надежнее, чем обычная связь с амплитудной модуляцией, и может перекрывать бóльшие дальности.

Почему же однополосный метод модуляции, широко используемый на магистральных коротковолновых радиотелефонных линиях связи, не применяется в радиовещании? Коротко можно ответить так: приемники однополосной связи значительно сложнее и дороже, чем обычные; в радиовещании, где одним передатчиком обслуживаются миллионы приемников, основную часть стоимости системы составляет стоимость приемников, а потому лучше идти на увеличение мощности одного обычного АМ передатчика, нежели усложнять миллионы приемников.

Поясним причину усложнения приемников однополосной связи. Для того чтобы осуществить детектирование однополосного сигнала, необходимо на вход детектора подать не только напряжение принятой боковой полосы, но и «местное» незатухающее колебание, частота которого совпадает с частотой несущего колебания, «подавленного» в передатчике. Это местное колебание может создаваться гетеродином, роль которого сходна с ролью второго гетеродина при слуховом радиотелеграфном приеме (см. рис. 10 и 11). В результате биений колебаний боковых частот принимаемого сигнала с колебаниями местного гетеродина детектор создает токи

звуковых частот, соответствующих частотам модуляции передатчика.

Но если частота гетеродина отклонится от значения подавленной несущей частоты, то сигнал (речь или музыка) будет сильно искажаться. Отклонение частоты не должно превышать 10—20 *гц*. В этом и состоит основная трудность однополосного радиоприема. Представим себе, что подавляемое несущее колебание передатчика и колебание второго гетеродина приемника абсолютно стабильны по частоте. Причиной расхождения частот на входе детектора может оказаться нестабильность частоты первого гетеродина в супергетеродинном приемнике, приводящая, как мы знаем, к отклонению фактической промежуточной частоты от номинала. Следовательно, однополосный прием предъявляет исключительные требования к стабильности гетеродина в преобразователе частоты. И выполнение этих требований существенно усложняет приемник и всю систему однополосной связи. А на простейший детекторный приемник и вообще на приемник без гетеродина — «восстановителя» однополосный прием невозможен. Вот почему в радиовещании до сих пор не применяется однополосная модуляция.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Мы рассмотрели принципы и схемы преобразования частоты в приемниках различных назначений, уделив наибольшее внимание приему радиовещания. В этой области ламповая радиоприемная техника все больше и больше уступает место полупроводниковой технике. Даже телевизионные приемники, выполненные целиком на полупроводниковых приборах, оказались вполне осуществимыми и уже находятся в массовом производстве. Конечно, преимущество малогабаритности, достигаемое применением полупроводниковых приборов, более важно для переносной радиоприемной аппаратуры, нежели для телевизионной. Ведь в телевизоре с нормальным экраном габариты в основном определяются размерами кинескопа. Но преимущества по долговечности и экономичности сохраняются и в телевизионных полупроводниковых приемниках по сравнению с ламповыми.

Следует упомянуть о возможности преобразования частоты в приборе, переменным параметром которого

служит не активное сопротивление (т. е. не крутизна характеристики), а емкость. Таким прибором может служить диод-конденсатор (варикап), о котором мы попутно упоминали. Смеситель, емкость которого изменяется под воздействием гетеродина, можно назвать параметрическим преобразователем. Теория и конструкции таких преобразователей могут представить интерес для приема сверхвысоких частот.

Если ставятся особенно высокие требования в отношении миниатюризации приемной аппаратуры, то преобразователь частоты, как и другие узлы, может быть выполнен в одном или двух микромодулях, занимающих объем по одному кубическому сантиметру. Дальнейшие достижения микроминиатюризации приведут к еще меньшим размерам узлов приемника. Те же физические процессы будут совершаться в резко отличных по конструкции блоках преобразования частоты.

В супергетеродине преобразователь частоты оказывает, как мы видели, решающее влияние на чувствительность, избирательность, стабильность и уровень собственных шумов приемника. Выбор приборов и схем для преобразователей частоты определяется в соответствии с тем, что дает наиболее благоприятное сочетание этих основных показателей приемника. Именно таким благоприятным решением для длинных, коротких и даже метровых волн оказывается выбор усилительного прибора для роли смесителя, тогда как на более коротких волнах в качестве смесителя выгодно применять тот или иной тип диода.

Изюмов Николай Михайлович,
ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ.
М.—Л., издательство «Энергия», 1965.
104 стр. с черт. илл.
(Массовая радиобиблиотека, вып. 585).
БЗ 16/65, № 13.

Редактор *В. В. Енютин.*
Техн. редактор *Н. С. Мазурова.*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова.*

Сдано в набор 19/VI- 1965 г.
Подписано к печати 29/IX- 1965 г. Т-13242.
Бумага 84 $\times$ 108$^{1}/_{32}$. Печ. л. 5,46
Уч.-изд. л. 5,26 Тираж 65 000 экз.
Цена 0 р. 21 к. Зак. 1827

Владимирская типография
Главполиграфпрома
Государственного комитета
Совета Министров СССР по печати.
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б.

Цена 21 коп.